HAL
open science

Stabilisation et positionnement actifs précis de modules mécaniques

Ronan Le Breton

To cite this version:

Ronan Le Breton. Stabilisation et positionnement actifs précis de modules mécaniques. Autre. Université de Grenoble, 2013. Français. NNT : 2013GRENA015 . tel-00918333

HAL Id: tel-00918333

https://theses.hal.science/tel-00918333

Submitted on 13 Dec 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Sciences pour l'ingénieur**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Ronan LE BRETON

Thèse dirigée par **Adrien BADEL**
et codirigée par **Bernard CARON**

préparée au sein du **Laboratoire SYstèmes et Matériaux pour la MÉcatronique (SYMME)**
et de **l'École Doctorale Sciences et Ingénierie des Système, de l'Environnement et des Organisations (SISEO)**

Stabilisation et positionnement actifs précis de modules mécaniques

Thèse soutenue publiquement le **5 juillet 2013**,
devant le jury composé de :

Luc Gaudiller
Professeur des Universités, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures, Rapporteur

Christine Prelle
Professeur des Universités, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire Roberval, Rapporteur

Olivier Duverger
Docteur, Centre Technique des Industries Mécaniques, Examinateur

Andrea Jeremie
Docteur, Université de Savoie,Laboratoire d'Annecy-le-Vieux de Physique des Particules, Examinatrice

Tanneguy Redarce
Professeur des Universités, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Laboratoire Ampère, Examinateur

Adrien Badel
Maître de Conférences, Université de Savoie, Laboratoire SYMME, Directeur de thèse

Bernard Caron
Professeur des Universités, Université de Savoie, Laboratoire SYMME, Co-Directeur de thèse

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le nanomètre est devenu une dimension largement observable ces dernières années, au moins dans le vocabulaire, avec les études portant sur les nanotechnologies et leurs expositions médiatiques. S'il est question de l'échelle nanométrique dans ces travaux, celle-ci est appliquée à des déplacements moyens d'objets macroscopiques.

CLIC (Compact LInear Collider) est un accélérateur de particules linéaire de prochaine génération en cours de développement au sein d'une collaboration internationale coordonnée par le CERN (Organisation européenne pour la recherche nucléaire). Le développement d'instruments, pour les grandes expériences de physique, requiert souvent des sauts technologiques et l'obtention de nouvelles performances de référence de leurs composants. Pour son fonctionnement CLIC nécessitera la stabilisation et le positionnement d'aimants, ou quadrupôles, massifs de plusieurs centaines de kilogrammes à des précisions de l'ordre du nanomètre.

Les travaux, présentés ici, portent ainsi sur la stabilisation et le positionnement actif d'ultra-précision en vue de répondre à ce défi. Afin de satisfaire les performances de stabilisation de CLIC, un prototype d'isolation active des vibrations a été réalisé. Ces travaux se sont déroulés au sein de l'équipe LAViSta (Laboratoires d'Annecy travaillant sur les VIbrations et la STAbilisation) composé de membres du LAPP (Laboratoire d'Annecy-le-Vieux de Physique des Particules) et du laboratoire d'accueil SYMME (SYstème et Matériaux pour la MEcatronique). Le CETIM (Centre technique des industries mécaniques), co-financeur *via* la fondation CETIM avec l'Assemblée des Pays de Savoie, est également un partenaire dans ce travail de recherche.

Dans ce manuscrit, un premier chapitre décrit la problématique de la stabilisation pour le projet CLIC. L'état de l'art sur la stabilisation d'objets massifs à l'échelle nanométrique y est dressé. Le second chapitre présente la démarche de conception électromécanique et d'instrumentation de deux prototypes élaborés pour du contrôle actif dans un contexte de précision.

Dans le chapitre suivant, ces deux prototypes sont caractérisés et modélisés finement au travers d'une identification de leur différents composants et sous-systèmes. Les performances en boucle ouverte concernant la génération et la mesure de déplacements subnanométriques sont également validées. Les modèles établis servent alors à la conception des lois de commandes qui sont exposées au chapitre quatre. Les résultats expérimentaux inclus dans ce chapitre permettent de valider la stratégie globale de conception et les performances des deux prototypes réalisés.

1

INTRODUCTION

Sommaire

Ce premier chapitre introduit le contexte de ces travaux par la présentation de la problématique de stabilisation posée pour le Collisionneur LInéaire Compact – CLIC. L'approche pour traiter cet enjeu est ensuite développée en débutant par la présentation de différentes études antérieures à ces travaux. La fin de ce chapitre est consacrée au cahier des charges des dispositifs expérimentaux développés pour répondre à l'approche envisagée.

I.1 Collisionneur LInéaire Compact – CLIC

I.1.1 Généralités

Le projet CLIC (Compact LInear Collider – *Collisionneur LInéaire Compact*) est un accélérateur de particules de prochaine génération en cours de développement à travers une collaboration internationale de laboratoires et d'instituts dont l'organisation européenne pour la recherche nucléaire (CERN) est l'acteur principal [Wilson 04]. Les accélérateurs de particules, ou collisionneurs, servent à la recherche dans le domaine de la physique des hautes énergies afin de valider, compléter ou d'infirmer les théories associées [1]. En particulier, ils permettent d'identifier les particules élémentaires et de décrire leurs

1. L'ouvrage « Review of Particle Physics » – dans sa dernière édition [Amsler 08]– édité par le *Particle Data Group* regroupe et analyse l'ensemble des résultats publiés dans ce domaine, incluant notamment une section « Experimental Methods and Colliders » aux pages 261–315.

interactions. CLIC servira notamment à exploiter et approfondir les découvertes du LHC (Large Hadron Collider – Grand collisionneur de hardrons) [Ellis 01, Battaglia 04]. Le LHC est le dernier grand collisionneur inauguré au CERN au cours du dernier trimestre de 2008. C'est un accélérateur de type circulaire d'une circonférence de vingt-sept kilomètres et qui étudie des collisions proton–proton ou d'ions lourds – *hadrons*.

Une différence majeure entre CLIC et le LHC réside dans la nature des particules qui entrent en collision : CLIC réalisera des collisions électrons-positrons [2] à de hautes énergies . Cette particularité entraîne des configurations technologiques différentes et innovantes. Du fait de la perte d'énergie liée au rayon de courbure [3], la structure circulaire est abandonnée au profit d'une configuration linéaire. Les deux faisceaux sont accélérés en ligne droite, le long du *linac*, jusqu'au point d'interaction, sur une longueur d'environ 21 km chacun (cf. figure 1.1).

La technologie accélératrice est également différente afin d'obtenir un champ d'accélération plus élevé que sur les générations précédentes d'accélérateurs. La puissance radiofréquence créant l'accélération des faisceaux principaux n'est plus obtenue par des cellules accélératrices actives mais, pour le *linac*, *via* la décélération d'un faisceau relativiste d'entraînement parallèle au faisceau principal.

Enfin, les dimensions des faisceaux sont une dernière caractéristique significative à prendre en compte. Les faisceaux entrant en collision possèdent des dimensions de l'ordre du nanomètre. Leur profil s'apparente à une forme elliptique due à une loi de distribution bidimensionnelle : au point d'interaction les écarts types du profil Gaussien des faisceaux sont de $\sigma_y^* = 1$ nm – dimension verticale et $\sigma_x^* = 40$ nm – dimension horizontale [Aicheler 12] p.16 ; [Delahaye 10] (cf. figure 1.2 page suivante). La forme de ces faisceaux est obtenue par des champs magnétiques issus d'aimants, principalement des quadrupôles. Les champs magnétiques servent également à « guider » ces faisceaux tout au long de leurs trajets.

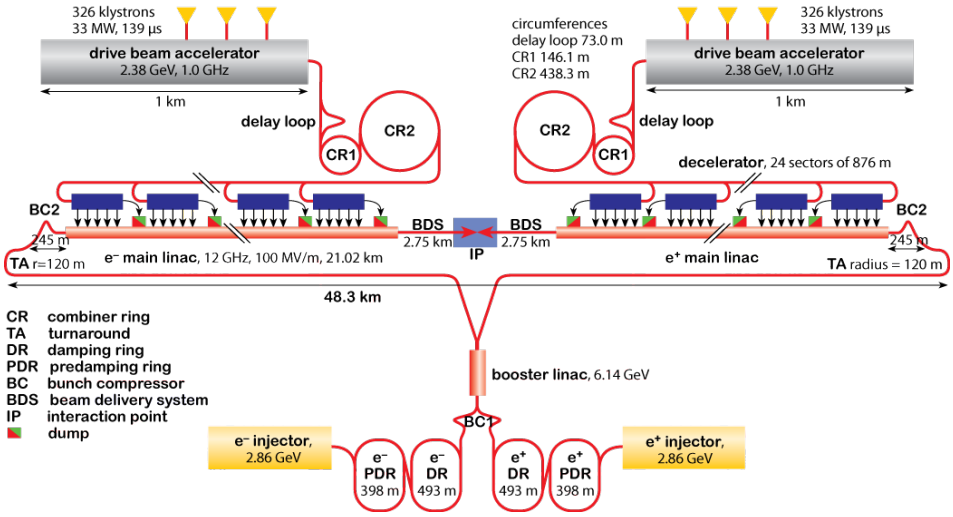


FIGURE 1.1 – *Schéma du projet CLIC montrant les différentes parties du projet, en particulier le* linac *et le point d'interaction – CERN, Gerbershagen A.*

Les propriétés des faisceaux mais également cette nouvelle structure, en particulier la nouvelle technologie accélératrice, imposent des contraintes extrêmes sur la stabilisation mécanique des faisceaux.

I.1.2 Stabilisation pour CLIC

Deux niveaux de stabilisation mécanique du faisceau sont à prendre en considération pour CLIC :

2. Un positron, ou positon, étant l'anti-particule associée à l'électron, même spin même masse mais une charge électrique élémentaire de +1 contre -1 pour l'électron.

3. Perte par rayonnement synchrotron importante pour les particules de masse faible.

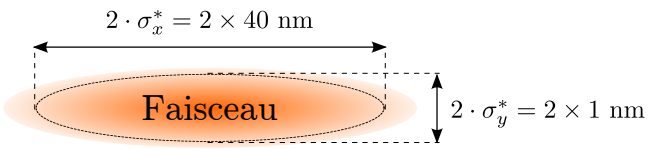


FIGURE 1.2 – *Représentation de la coupe transversale du faisceau principal au point d'interaction*

- Au point d'interaction, les deux faisceaux rentrent en collision et l'alignement de l'un par rapport à l'autre doit être obtenu.
- Le long du *linac* l'accélération des faisceaux nécessite également de ne pas être perturbée par des déplacements parasites.

L'objet de cette étude s'est concentré principalement sur la stabilisation des deux derniers quadrupôles (QD0) avant le point d'interaction – un de chaque coté.

Sur les accélérateurs, la stabilisation est en grande partie assurée par des corrections apportées directement sur les faisceaux. Deux grandes catégories de correction peuvent être distinguées le *beam-based feedback* [Hendrickson 94, Hendrickson 00, Steinhagen 10] et, proche du point d'interaction, l' *intra-train feedback* [Burrows 04, Redaelli 03]. Ces deux dispositifs ont des actions à des fréquences différentes, conditionnées par la nature du faisceau. Pour le projet CLIC, près du point d'interaction le *beam-base feedback* sera en mesure d'apporter des corrections jusqu'à $4 - 5$ Hz [Caron 12] tandis que l'*intra-train feedback* possède une fréquence de l'ordre de 25 MHz [Aicheler 12].

Pour assurer une correction au delà de 4 Hz, la stabilisation doit être réalisée mécaniquement au niveau des quadrupôles guidant le faisceau. Du fait des dimensions des faisceaux et afin de garantir la collision au point d'interaction, les performances de stabilisation sont à l'échelle nanométrique [Delahaye 10, Aicheler 12].

A cette échelle, il existe 3 principales sources de perturbations vibratoires [Bolzon 07, Aicheler 12] : le mouvement du sol, les vibrations internes transmises par les différents équipements (refroidissement liquide, moteurs, etc.)[Redaelli 02, Artoos 11a] et le rayonnement acoustique [Bolzon 06]. Le mouvement du sol représente une des sources les plus étudiées [4]. Ses contributions, à l'échelle du nanomètre sont importantes et suffisantes pour perturber le système au delà de ses tolérances [Redaelli 03, Bolzon 07]. De plus, les autres sources sont difficiles à quantifier avant la réalisation de prototypes réalistes pour les différents équipements de l'accélérateur. Cette étude porte donc sur le rejet de perturbations issues du mouvement du sol. Toutefois, les autres perturbations ne sont pas négligées dans leurs potentielles conséquences et les solutions proposées tiennent compte de leur future intégration dans la problématique posée.

PERFORMANCES REQUISES POUR LA STABILISATION – DÉPLACEMENT RMS PARTIEL

Les performances requises pour la stabilisation des quadrupôles s'expriment sous la forme de déplacements RMS partiels (RMS : valeur efficace). Cette grandeur ($RMS_x(f)$), décrite dans l'équation (1.1), est définie, dans une bande de fréquence $[f; +\infty[$, par la racine carrée de l'intégrale de la densité spectrale de puissance (DSP_x), $x(t)$ est le signal analysé. La densité spectrale de puissance est déterminée par le carré du module de la transformée de fourrier ($X(f)$) de ce signal divisé par le temps d'intégration T (1.2).

$$RMS_x(f_{min}) = \sqrt{\int_{f_{min}}^{\infty} DSP_x(f)df} \tag{1.1}$$

$$DSP_x(f) = \frac{|X(f)|^2}{T} \tag{1.2}$$

4. Une liste des études du mouvement du sol et des différentes influences sur les accélérateurs de particules est disponible à l'adresse http://clic-stability.web.cern.ch/clic-stability/Ground_motion.htm

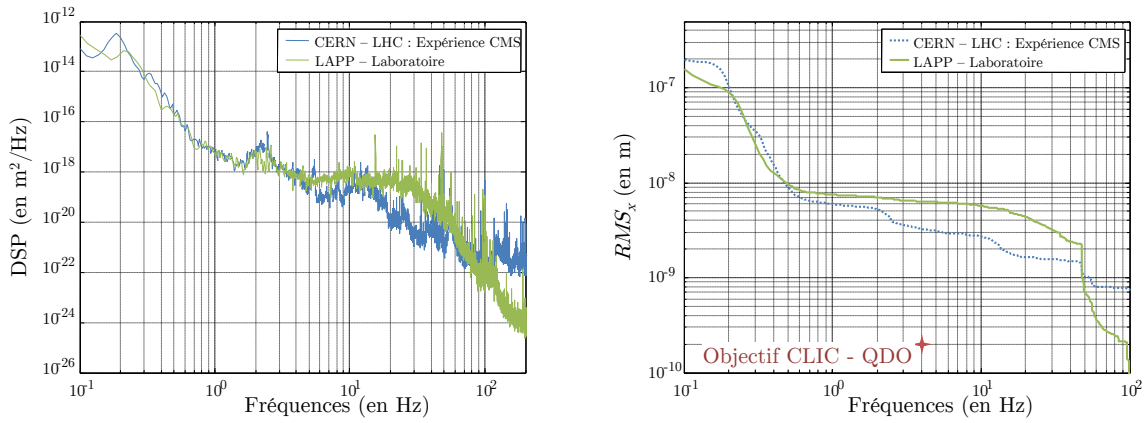
$RMS_x(f_{min})$ représente la racine carrée de la puissance du signal x calculée dans la bande de fréquence $[f; +\infty[$. $RMS_x(0)$, représente ainsi la valeur efficace du signal x.

Afin de garantir la collision et les performances de CLIC au point d'interaction, le déplacement RMS partiel vertical des deux derniers quadrupôles (QD0) ne doit pas excéder 0,2 nm à 4 Hz (i.e. $RMS_{u_{QD0}}(4) \leq 0,2$ nm)[5]. Il existe également une tolérance horizontale : $RMS_{u_{QD0}}(1) \leq 5$ nm. Les perturbations causées par le mouvement du sol sont inférieures à ce niveau. Cette spécification n'est donc pas prise en compte dans les premières études concernant la stabilisation. Il faut cependant veiller à ne pas amplifier les vibrations horizontales par la structure mécanique de l'accélérateur.

Les vibrations induites par le sol sont particulièrement présentes en basse fréquence (<1 Hz) et s'atténuent fortement, même à l'échelle nanométrique, au delà de la centaine de Hertz (cf. mesures effectuées [Bolzon 07, Artoos 09]). Cela se traduit par une influence très faible sur le déplacement RMS partiel intégré au delà de $200 - 300$ Hz. En pratique, cette considération permet de calculer la valeur $RMS_x(f_{min})$ avec une borne d'intégration maximale non plus infinie mais correspondant aux limites des instruments de mesures.

Les figure 1.3(a) et 1.3(b) présentent respectivement les densités spectrales de puissances et le déplacement RMS partiel de mouvements de sol mesurés sur deux sites :

- le site de l'expérience CMS[6] situé sur l'anneau du LHC et qui sert de référence comme mouvement du sol représentatif pour les installations de CLIC . Le déplacement RMS partiel à 4 Hz y est de : $RMS_{u_{sol}}(4) \approx 3,5$ nm
- le site du LAPP à Annecy, où s'est déroulée la validation expérimentale de ces travaux. Ce site, bien qu'en surface, est considéré comme calme et présente des caractéristiques relativement proches d'un tunnel d'accélérateur [Bialowons 06][7]. Le déplacement RMS partiel d'intérêt pour ce site est : $RMS_{u_{sol}}(4) \approx 6,5$ nm



(a) Densité spectrale de puissance du déplacement

(b) Déplacement RMS partiel

FIGURE 1.3 – *Caractéristiques de mouvements du sol*

L'objectif de stabilisation pour CLIC, est indiqué sur la figure 1.3(b). L'approche de la stabilisation peut alors se concevoir par l'atténuation du mouvement du sol afin que la courbe du déplacement RMS partiel atténué vienne sous ce point représentant l'objectif.

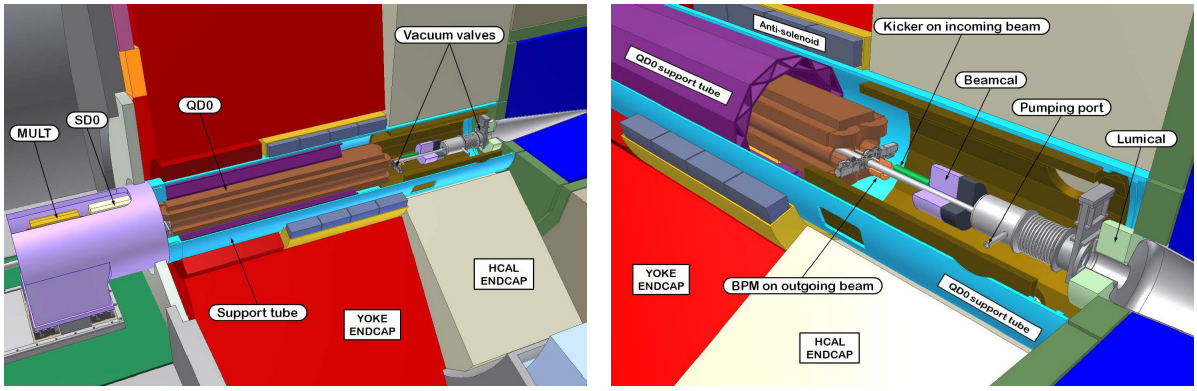
Pour terminer de définir les enjeux de la stabilisation, les derniers paramètres importants concernent la structure à stabiliser. Les quadrupôles (QD0) se trouvent dans une partie nommée *Machine Detec-*

5. Le projet CLIC est en cours de développement et ses spécifications évoluent en même temps que les avancées technologiques du projet. Les spécifications $RMS_{u_{QD0}}(4) \leq 0,1$ nm et $RMS_{u_{QD0}}(4) \leq 0,15$ nm ont été un temps retenues.

6. http://home.web.cern.ch/fr/about/experiments/cms

7. Les données de relevés de mouvements du sol effectués au LAPP ainsi que sur de nombreux sites d'accélérateurs sont disponibles à l'adresse http://vibration.desy.de/

tor Interface. La figure 1.4 représente un quadrupôle QD0 dans cet environnement. Les deux QD0, de part et d'autre des détecteurs observant la collision, sont séparés de plusieurs mètres. A cette distance le mouvement du sol n'est pas cohérent [Artoos 09]. Les deux QD0 ne subiront donc pas les mêmes perturbations. Le système d'isolation doit être installé dans un environnement où il existe des contraintes concernant l'espace disponible et où il subira de forts rayonnements [Teodorescu 11] ainsi que la présence de champs magnétiques dus aux quadrupôles. Enfin, les dimensions de ces aimants sont d'environ $2,7$ m de long pour une masse de $1\,600$ kg [8].



(a) Vue globale du QD0 dans un détecteur (SiD) de CLIC *(échelle : longueur du QD0* $\approx 2,7$ m*)*

(b) Vue globale présentant le tube support du QD0 *(le point d'interaction se trouve sur la droite)*

FIGURE 1.4 – *Schémas du Machine Detector Interface – CERN, Gerwig H./Siegrist N.*

L'échelle de la précision associée à l'encombrement et la masse des aimants définissent un objectif sévère pour cette application. De plus, l'environnement d'un accélérateur impose des contraintes supplémentaires au système réalisé. Ces travaux s'inscrivent dans une continuité et des études précédentes ont conduit à la réalisation de divers prototypes d'isolation mécanique.

I.2 Stratégie pour la stabilisation

I.2.1 Systèmes d'isolation de précision

L'isolation de systèmes de précision face aux vibrations externes est un problème rencontré dans les domaines de la micro-fabrication [Chae 06, Popov 10] et trouve des applications pour les instruments de mesures (microscope à force atomique, microscope à effet tunnel, etc.) [Yen 05, Iwaya 11]. Deux approches se distinguent : passive où un système mécanique agit comme un filtre passe-bas et active où le système d'isolation possède des actionneurs et capteurs associés à un système de contrôle [Rivin 95]. Cependant, si les ordres de grandeurs de déplacements nanométriques existent pour de nombreuses applications [Devasia 07], les dimensions des structures et les masses en mouvement ne sont pas analogues à celles mises en jeu dans le projet CLIC.

Dans le domaine des grands instruments de physique, il existe cependant des structures de grandes dimensions qui nécessitent une stabilisation précise. Les grands télescopes possèdent des configurations massives de plusieurs mètres avec des besoins d'isolation vibratoire : Le *Very Large Telescope*,[Di Lieto 07] présente un système actif de contrôle de vibration, incluant des accéléromètres et actionneurs piézoélectriques. Dans une bande de fréquence de 15 à 35 Hz, un déplacement initial de 530 nm RMS a été atténué à 382 nm RMS. Pour les télescopes, sont également employés des systèmes actifs pour le rejet de per-

8. Paramètres de mars 2012 – CLIC Meeting (CLIC Final Focus QD0 Prototype) présenté par Michele Modena (CERN) le 16 mars 2012 : http://indico.cern.ch/conferenceDisplay.py?confId=180716

turbations dues au vent [Su 02, MacMynowski 04], mais ces problématiques s'éloignent par la nature de l'excitation de celle de CLIC.

Dans son ouvrage sur le contrôle actif de vibration, [Preumont 11] décrit une application de contrôle actif pour un interféromètre spatial de l'ordre de la dizaine de mètre avec des résolutions nanométriques. Pour le même type de structure, [Bronowicki 03] présente une validation expérimentale pour des atténuations à l'ordre du nanomètre d'un système à double étage d'isolation incluant un étage passif sous forme d'hexapode et un autre étage passif utilisant le principe de raideur négative. Cependant, la nature des excitations prises en compte n'est pas du même ordre que le mouvement du sol.

Pour l'*Australian International Gravitational Observatory (AIGO)*, un système d'isolation subnanométrique, d'une hauteur totale de $3\ \mathrm{m}$, a été développé. Isolant plusieurs degrés de libertés, avec de multiples étages d'isolation passive, ce système s'appuie sur une structure principale en forme de pendule inversé [Chin 06]. [Barriga 09] présente une validation expérimentale des performances du système à laquelle il a été ajouté localement du contrôle actif pour l'atténuation de modes de vibration et l'alignement de la structure. Les résultats obtenus montrent un déplacement partiel RMS de $1\ \mathrm{nm}$ à $3\ \mathrm{Hz}$ avec un potentiel théorique supérieur. Le détecteur d'ondes gravitationnelles *VIRGO* possède un système d'isolation pour les six degrés de libertés composé d'une structure de $8\ \mathrm{m}$ de haut avec 7 étages d'isolation passive. Les performances présentées dans [Braccini 05] exprimées sous forme de densités spectrales de puissance données à 2,25 et $4,1\ \mathrm{Hz}$ sont difficilement comparables à une valeur RMS sans l'ensemble des données. Cependant, une forte atténuation du spectre du mouvement du sol est réalisée en basse fréquence. Sur un autre détecteur d'ondes gravitationnelles *LIGO*, un système plus compact [Stochino 09] (*Seismic Attenuation System* – SAS ; $\approx\ 3\ \mathrm{m}$ de hauteur) utilisant principalement des étages passifs a également été utilisé pour obtenir une atténuation des mouvements du sol au delà de $0,25\ \mathrm{Hz}$.

L'approche passive a été privilégiée pour l'isolation des détecteurs d'ondes gravitationnelles avec de très bonnes performances pour plusieurs degrés de liberté. Cette approche se traduit par des systèmes à plusieurs étages d'isolation de grandes dimensions et n'est pas applicable pour l'isolation du QD0 où l'encombrement doit être réduit.

I.2.2 Système d'isolation sur des accélérateurs de particules

Des travaux ont déjà été menés concernant l'isolation mécanique d'éléments sur des accélérateurs. Quelques résultats notables sont présentés dans la première partie de cette section. Le projet de stabilisation pour CLIC a commencé depuis quelques années et les résultats obtenus sont décrits ici.

Au *Deutsches Elektronen-Synchrotron (DESY)*, [Montag 96, Montag 97] a réalisé la stabilisation active d'un aimant d'une centaine de kilogramme à l'aide d'un actionneur piézoélectrique. Le déplacement RMS partiel obtenu à $1\ \mathrm{Hz}$ était de $RMS_{u_{iso}}(1)\ \approx\ 30\ \mathrm{nm}$ pour un mouvement du sol de $RMS_{u_{sol}}(1) \approx 100\ \mathrm{nm}$.

Au *Stanford Linear Accelerator Center* (SLAC), plusieurs expériences ont été menées :

- [Bowden 01] présente la stabilisation d'un aimant de $1\,500\ \mathrm{kg}$ à l'aide d'une solution active commerciale STACIS 2000 [9]. Le déplacement RMS partiel obtenu était $RMS_{u_{iso}}(2) \approx 2\ \mathrm{nm}$ avec une excitation de $RMS_{u_{sol}}(2) \approx 40\ \mathrm{nm}$. Cependant, [Seryi 01] rapporte que les performances dans le plan horizontal n'étaient pas satisfaisantes.
- [Frisch 04] réalise la stabilisation d'un prototype d'aimant de $3\ \mathrm{m}$ de long pour une masse de $240\ \mathrm{kg}$. Un système actif spécifique est utilisé pour atténuer la résonance d'une suspension basse fréquence (2-6 Hz) qui supporte le prototype d'aimant dans les six degrés de libertés. Les déplacements relevés à $2\ \mathrm{Hz}$ sont d'environ $250\ \mathrm{nm}$ RMS sans le contrôle et $50\ \mathrm{nm}$ RMS avec le contrôle.

9. La nouvelle version de ce système est présentée à l'adresse suivante :http://www.techmfg.com/products/advanced/stacis2100.htm

Une comparaison de ces différents résultats apparait difficile. En effet, le cahier des charges pour ces stabilisations et les conditions d'obtentions présentent trop de différences pour définir un critère objectif de comparaison. Cependant, les solutions présentées retiennent majoritairement des technologies actives de stabilisation.

ETAT DE L'ART DE LA STABILISATION POUR CLIC

Les premières publications d'études pour la stabilisation de CLIC ont démarrés au CERN avec la thèse de Redaelli [Redaelli 03] où il démontre notamment la faisabilité d'une stabilisation nanométrique d'un quadrupôle posé sur une table optique de grandes dimensions ($2 \times 0,8 \times 0,9$ m pour une masse de 700 kg) et contrôlé par un système STACIS2000. Un mouvement du sol présentant un déplacement $RMS_{u_{sol}}(4) = 6,20$ nm est réduit à $RMS_{u_{iso}}(4) = 0,52$ nm avec un tel système.

Les études de l'équipe LAVISTA ont porté essentiellement sur la stabilisation du quadrupôle QD0. La structure associée à ce dernier se présentait alors sous la forme d'une poutre encastrée-libre [Bolzon 06, Lottin 06, Bolzon 07, Brunetti 07, Brunetti 08, Geffroy 08]. L'extrémité d'un prototype d'une poutre de $2,5$ m de long a été stabilisée. Le dispositif consistait en deux étage d'isolation active : le système STACIS2000 et la table optique décrits précédemment ainsi qu'un système de contrôle actif positionné sur la poutre. Les performances obtenues présentait alors un déplacement à l'extrémité $RMS_{u_{iso}}(4) = 0,13$ nm pour un déplacement du sol $RMS_{u_{sol}}(4) = 7,8$ nm démontrant ainsi la faisabilité d'une isolation à cette échelle.

L'équipe Nanostabilisation du CERN a démontré également la faisabilité de la stabilisation avec un prototype basé sur une structure de type membrane obtenant des performances rappelées dans [Artoos 11b]. Leur développement s'est depuis orienté vers la stabilisation des quadrupôles du *linac* qui nécessitent également un dispositif de positionnement nanométrique dans les 6 degrés de libertés. Le concept adopté est celui d'un hexapode et est décrit dans [Collette 10]. Une validation expérimentale pour deux degrés de liberté est présentée dans [Collette 11b] et permet d'atteindre les performances requises pour le *linac* : $RMS_{u_{iso}}(1) = 1$ nm avec un prototype d'aimant d'une centaine de kilogrammes pour un déplacement du sol de $RMS_{u_{sol}}(1) \approx 2,1$ nm.

Le tableaux 1.1 synthétise les différentes performances obtenues pour le projet CLIC.

Référence – prototype	[Redaelli 03]	[Geffroy 08]	[Artoos 11b] « Membrane »	[Collette 11b]
Fréquence d'objectif (en Hz)	4	4	4	1
Déplacement RMS partiel du sol (en nm)	6,2	7,8	1,5	2,1
Déplacement RMS partiel isolée (en nm)	0,52	0,13	0,2	1
Rapport d'atténuation [a]	11	60	7,5	2,1
Encombrement du système	$\approx 2\text{m}^3$	$> 2\text{m}^3$	Faible (≈⌀300 mm × 100 mm)	Compact (6 pieds : h≈150 mm)

a. Ce rapport n'est donné qu'à titre d'illustration et ne doit pas servir de moyen de comparaison. En particulier, la fréquence objectif, les niveaux excitations et les masses considérés ne sont pas prises en compte avec ce critère.

TABLEAU 1.1 – *Synthèse des performances de stabilisation nanométrique obtenues sur des accélérateurs*

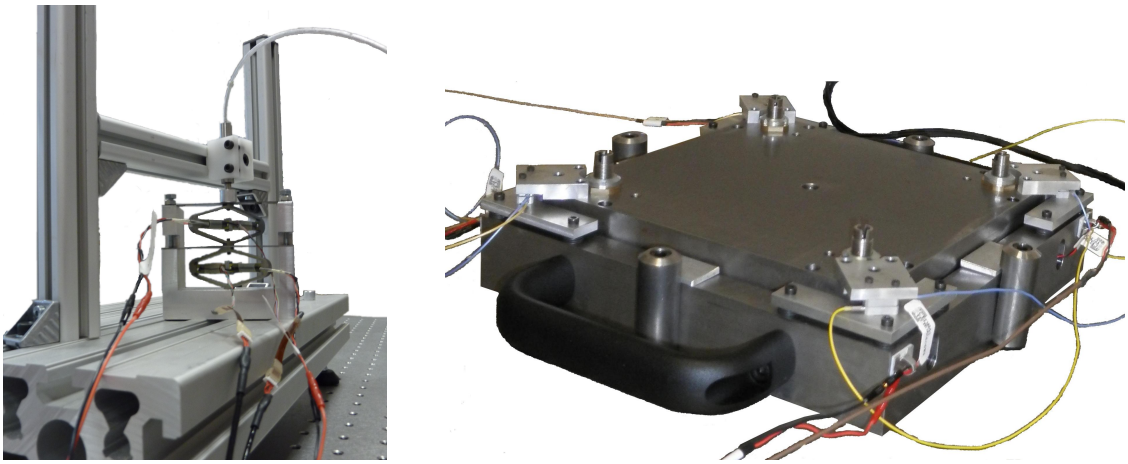
I.2.3 Stratégie

Deux grandes approches peuvent se distinguer dans les stratégies d'isolation : l'approche passive et l'approche active. Une approche passive nécessite pour les performances visées de fortes atténuations dès les basses fréquences. Cela se traduit par plusieurs étages de dispositifs, comme dans le cas des interféromètres gravitationnels, de fortes masses ou des faibles raideurs. La compacité de tel dispositifs n'est alors pas assurée. De plus, l'isolation des forces extérieures agissant sur le système est faible [Collette 10]. Ce dernier point pourrait devenir un inconvénient majeur lorsque des vibrations seront transmises aux quadrupôles *via* les éléments qui le précèdent où son système de refroidissement.

Pour des questions de compacité due à l'espace disponible autour du QD0, l'approche active est retenue. De plus, celle-ci offre plus de flexibilité quant au futur développement du projet CLIC. En particulier, pour prendre en compte les vibrations transmises au QD0 par les futurs équipements un système actif offre une meilleure alternative.

I.3 Dispositifs expérimentaux

Deux dispositifs expérimentaux ont été conçus et mis en œuvre pour mener cette étude : un destiné au micropositionnement et l'autre dédié à la nanostabilisation (cf. figure 1.5). Ces prototypes ont respectivement des résolutions de l'ordre du micromètre pour le premier et subnanométrique pour le second. Le modèle aux performances micrométriques a été réalisé préalablement au prototype de nanostabilisation le temps de son développement. Il a permis d'élaborer des outils d'analyses et d'appréhender des technologies utilisées par la suite sur le dispositif de nanostabilisation. Dans la suite de ce mémoire, on appellera « MicroPos » le premier dispositif et « PiedNano » le second.



(a) Micropositionnement – MicroPos (b) Nanostabilisation – PiedNano

FIGURE 1.5 – *Dispositifs expérimentaux*

I.3.1 Micropositionnement – MicroPos

Ce dispositif a été réalisé à des fins d'études préalables pour la problématique de nanostabilisation avec l'objectif qu'il puisse permettre de simuler un nombre de cas pouvant poser problème (instrumentation ou perturbations). De plus, il constitue également un système de micropositionnement démonstrateur offrant des possibilités de transferts technologiques susceptibles d'intéresser des partenaires de ce projet tel que le CETIM.

Un cahier des charges a donc été défini pour la conception et la réalisation de ce dispositif :

Étendue–précision : la précision doit être inférieure à 1 µm pour une étendue de déplacement supérieure à 100 µm.

Concept : ce dispositif doit permettre l'étude de la stabilisation de perturbations provenant du support (ou du châssis) : cas du mouvement du sol pour le projet CLIC mais c'est aussi une problématique pour la stabilisation d'effecteurs dans les machines de productions ou pour les instruments de mesures de précision. Ceci impose de pouvoir maitriser ces perturbations. Il y a donc deux étages dans le système, un simulant différents type de perturbations et un effectuant le positionnement et la stabilisation [10]. De plus le système doit être isolé des vibrations environnantes afin de parfaitement contrôler les perturbations excitatrices.

Bande passante : nous nous sommes imposés de pouvoir réaliser du micropositionnement et de la stabilisation sur une bande passante de 0 à 100 Hz en rapport avec les connaissances alors disponibles sur le projet CLIC.

Degré de liberté – flexibilité : durant ces travaux un seul degré de liberté a été étudié. Néanmoins l'incertitude à l'époque de la réalisation de ce prototype quant à la configuration technique du projet CLIC d'une part, et de la date de disponibilité d'un prototype de nanostabilisation ont conduit à envisager des évolutions possibles : le dispositif a la capacité d'évoluer vers plusieurs degrés de liberté en combinant jusqu'à 3 éléments entre eux.

Instrumentation : L'information utile doit permettre, en temps réel, de simuler différents types de capteurs – déplacement, vitesse ou accélération.

I.3.2 Nanostabilisation – PiedNano

Les évolutions de la conception du QD0 et de la structure le supportant (figure 1.4 page 7) ont conduit à une redéfinition du cahier des charges de la stabilisation sur le projet CLIC. La structure d'une poutre encastrée-libre a été abandonnée. Un nouveau prototype, le PiedNano, a été réalisé. Il est capable de stabiliser une masse de plusieurs dizaines de kilogrammes pour un encombrement compatible avec l'espace alloué sous le quadrupôle QD0 (cf. figure 1.6).

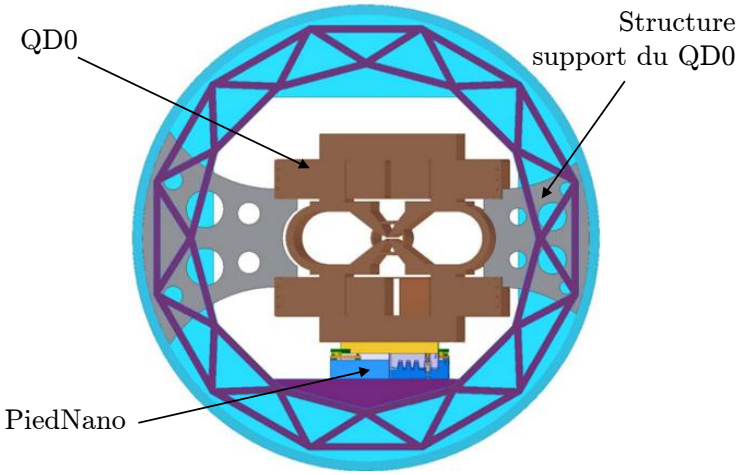


FIGURE 1.6 – *Coupe, perpendiculaire au faisceau, du Machine Detector Interface avec le dispositif de nanostabilisation sous le QD0 – CERN, Gerwig H./Siegrist N.*

Dans un premier temps, le PiedNano permet de démontrer la faisabilité du cahier des charges du projet CLIC. De plus, à travers la mise en œuvre de ce dispositif, l'équipe LAVISTA souhaite valider

10. Peu d'exemples de ce type d'architecture ont été recensés dans la littérature : une similaire [Shaw 01] et d'autre ayant des capacités plus étendues mais uniquement dédiées aux applications d'isolations tel que [Alma 11, Airimitoaie 12].

la conception et capitaliser sur l'instrumentation au nanomètre. Cette expérience servira également à préparer la version 2 qui sera développée en petite série par la suite. En effet ce PiedNano, unique, devra à terme être produit à plusieurs exemplaires afin d'être en mesure de stabiliser un quadrupôle QD0 et de supporter sa masse.

Le cahier des charges défini pour ce dispositif est le suivant :

Étendue–précision : la précision souhaitée pour ce dispositif est de 0,1 nm – mesure et actionnement – pour une étendue de déplacement supérieure ou égale à $1\ \mu\mathrm{m}$.

Concept : le système doit pouvoir stabiliser une masse d'environ cinquante kilogrammes.

Bande passante : la bande passante considérée à l'époque de la conception du système était de 0,1 à 100 Hz. Les évolutions du cahier des charges et des connaissances intervenues par la suite entraineront une évolution de la bande passante vers des fréquences supérieures à 100Hz.

Degré de liberté : lors de la conception, il a été décidé de réaliser un système capable d'isoler dans la direction verticale ; là où les contraintes sont les plus sévères en termes de précision requise ainsi que pour les perturbations provenant du mouvement du sol. De plus les deux rotations autours des axes définissant le plan horizontal sont également contrôlables. Néanmoins l'ensemble de l'étude décrite dans ce manuscrit ne porte que sur la translation verticale du système.

2

CONCEPTION

Sommaire

Ce chapitre traite de la conception des deux prototypes présentés au paragraphe I.3 page 10. Bien que d'apparences différentes, ces deux prototypes, supports d'un même projet, présentent de nombreuses similitudes dans leur démarche de conception et dans les choix technologiques associés. Ce chapitre ne traitera donc pas d'un prototype puis de l'autre mais d'une démarche commune de conception. Pour le dimensionnement de tels dispositifs d'isolation ou de positionnement précis, deux notions élémentaires et récurrentes sont à considérer :

- la résolution du système et son envers l'étendue de fonctionnement ;
- les aspects dynamiques du système, caractérisés par les fréquences de fonctionnement.

S'appuyant donc sur ces deux notions, la démarche proposée distingue la conception électromécanique et l'instrumentation. Ces deux aspects, faisant partie d'un système bouclé, s'influencent parfois pour l'obtention des performances attendues et nécessitent *a minima* une cohérence. La démarche proposée tente de limiter ces interactions en traitant dans un premier temps les aspects de conception électromécanique puis dans un second temps ceux d'instrumentation. Une façon de simplifier cette démarche serait d'attribuer à l'électromécanique la génération de mouvement et à l'instrumentation la mesure de ces déplacements, associée à son exploitation. En partant de ce constat, les systèmes ont été conçus chronologiquement autour des éléments clefs liés à ces deux notions : les actionneurs pour la génération de mouvement et réciproquement les capteurs pour la mesure et son exploitation. La figure 2.1 page suivante explicite cette démarche ; le plan adopté pour la retranscrire dans ce chapitre lui est similaire. Les deux sections seront illustrées par les différents prototypes et parfois leurs spécificités pourront faire l'objet d'un traitement dissocié dans des sous-parties.

Une précision quant aux deux prototypes et à leur conception : Le MicroPos a été développé au sein du laboratoire SYMME tandis que le PiedNano a été développé principalement au sein du LAPP, en

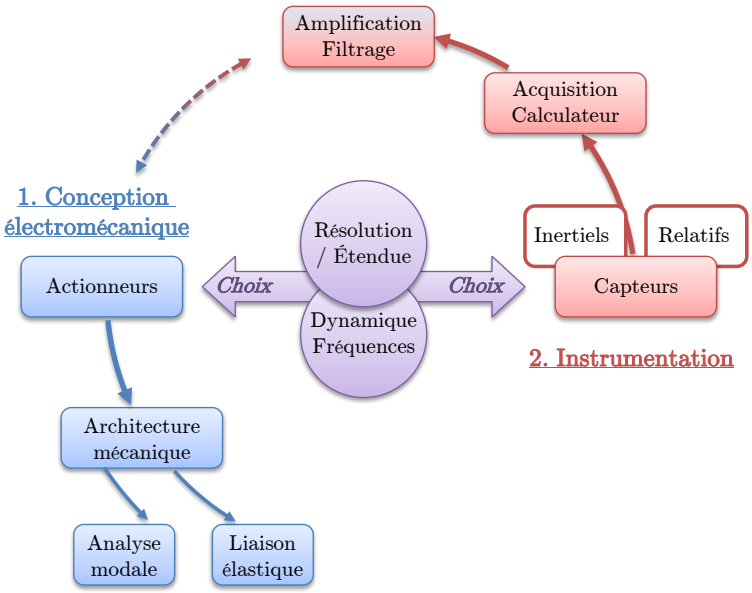


FIGURE 2.1 – *Démarche de conception adoptée pour le MicroPos et le PiedNano*

particulier par Guillaume Deleglise. Néanmoins, du fait d'un processus itératif de développement, des évolutions ont été décidées conjointement. Ce sont particulièrement ces démarches qui sont développées dans ce chapitre pour le PiedNano. Les aspects généraux permettant la compréhension du système seront également présentés.

II.1 Conception électromécanique

Cette partie aborde les choix en termes de technologie d'actionnement et de conception mécanique spécifiques au problème de l'isolation active de grande précision. La démarche est présentée dans l'ordre de sa réalisation : dans un premier temps, le choix des actionneurs est défini avant de les intégrer dans la structure mécanique décrite par la suite.

II.1.1 Actionneurs piézoélectriques

Les critères importants dans le choix des actionneurs pour cette application peuvent être résumés ainsi :

La résolution et l'étendue de déplacement sont directement liées au cahier des charges des systèmes (PiedNano : préc.≤ 0.1 nm, dép.≥ 1 µm – MicroPos : préc.≤ 1 µm, dép.≥ 100 µm) ;

La bande passante du continu (MicroPos) ou de quelques hertz (PiedNano) à plusieurs centaines de Hertz pour les deux systèmes ;

La force : Pour le PiedNano, le système doit pouvoir déplacer des masses d'une centaine de kilogrammes, soit une répartition de la masse de quelques dizaines de kilogrammes par actionneurs suivant leur nombre. Pour le MicroPos le système n'a pas de contrainte particulière.

L'encombrement : l'espace alloué étant relativement restreint ($\approx 100 \times 400 \times 400$ mm^3) pour le PiedNano, les dimensions de l'actionneur doivent être compatibles pour son intégration dans un tel volume.

L'environnement, Le MicroPos est destiné à un environnement de laboratoire. Quant au PiedNano les actionneurs proches des quadrupôles sont susceptibles de subir de forts champs magnétiques ainsi que des radiations liées aux collisions de particules [Teodorescu 11] et aux pertes de faisceaux [Mallows 09, Schulte 12, Tecker 12].

II.1.1.a Technologie d'actionneurs

Différentes technologies d'actionneurs électromécaniques sont utilisées dans les applications d'isolation active de vibrations. Parmi celles-ci, on recense l'utilisation d'actionneurs électromagnétiques [Huang 03, Banik 07, Kim 08]. Ce type d'actionneur existe dans de nombreuses configurations et niveaux de performances [Cavarec 03, Nogarede 08]. Malgré ceci, de part la nature du couplage, ces actionneurs demeurent sensibles aux champs magnétiques issus des quadrupôles et ont donc été exclus des technologies envisagées. Il en est de même pour les actionneurs magnétostrictifs qui pour ces raisons sont abandonnés dans les environnements accélérateurs [Sievers 11] malgré leur emploi dans des applications d'isolation active [Braghin 11, Han 03].

Les actionneurs électrostatiques sont souvent utilisés dans des applications liées aux microsystèmes (*i.e.* MEMS) [Devasia 07, Nogarede 08]. En effet, la nature du couplage électrique ne permet de produire que de faibles efforts mécaniques plus compatible avec la technologie MEMS. Néanmoins ils peuvent être employés, à cause de leur insensibilité aux champs magnétiques, dans des applications d'isolation pour des accélérateurs [Allison 01, Frisch 04]. Toutefois, comme dans les exemples cités, ces actionneurs conviennent lorsqu'une faible raideur est recherchée. L'architecture alors employée consiste à stabiliser la masse qui repose en parallèle sur des supports passifs. Ceci ne convient pas à la stratégie d'isolation active définie au paragraphe I.2.3 page 10, qui implique une grande raideur.

Grâce à leur capacité à atteindre des résolutions sub-nanométriques, l'usage des actionneurs piézoélectriques dans les applications de précision est très répandu [Croft 01, Devasia 07, Fleming 10, Aphale 08]. En outre, ils possèdent, notamment dans le cas des céramiques, une aptitude à créer des efforts importants associées à une large bande passante [Devasia 07, Preumont 06]. Les principales limitations dans leur usage sont dues à leurs faibles amplitudes de mouvement ainsi qu'aux phénomènes d'hystérésis et de fluages apparaissant dans leurs réponses [Croft 01, Janocha 00, Jung 01] ; le phénomène d'hystérésis sera approfondi dans la partie IV.1 page 78, quant au fluage ce dernier étant un phénomène avec des constantes de temps assez grandes et des amplitudes faible, il représente essentiellement un problème lors de contrôles en boucle ouverte [Jung 00].

Plus généralement, les densités de puissance assez importantes de ces actionneurs [Nogarede 08, Preumont 06] sont en faveur d'un faible encombrement. Les éléments piézoélectriques ont déjà été employés au sein d'environnements sévères tels que l'aérospatiale par exemple [Liu 10, Dürr 03, Jänker 08], ou subissant des radiations comme dans l'industrie nucléaire [Richardson 89, Bouche 70] et les accélérateurs [Lilje 02, Liepe 01]. Toutefois, les radiations peuvent exercer une faible influence et pourraient nécessiter des qualifications ultérieures [Giurgiutiu 00, Bouche 70]. Enfin, en prenant en compte la relative insensibilité aux champs magnétiques, les matériaux piézoélectriques font de bons candidats et sont utilisés dans les accélérateurs [Sievers 11] et particulièrement pour les applications d'isolation active [Montag 96, Collette 10].

Parmi les actionneurs piézoélectriques, les céramiques multicouches à électrodage interdigité sont un empilement d'actionneurs élémentaires de faible épaisseur et polarisés dans des sens opposés (cf. figure 2.2 page suivante). Un actionneur multicouche de n couches permet d'avoir la même déformation à 100 V qu'un monocouche à $n \times 100$ V, mais la densité de puissance est légèrement plus faible (présence de plus d'électrodes) ainsi que la résolution. Ces empilements sont généralement précontraints par une structure mécanique. Les céramiques usuellement employées dans ce type d'actionneur supportent de fortes contraintes de compression mais possèdent une contrainte limite plus faible en traction. La précontrainte induite par cette structure permet alors de minimiser les efforts de traction sur les céramiques – notamment ceux liés à la dynamique – et évitent également le décollement des couches.

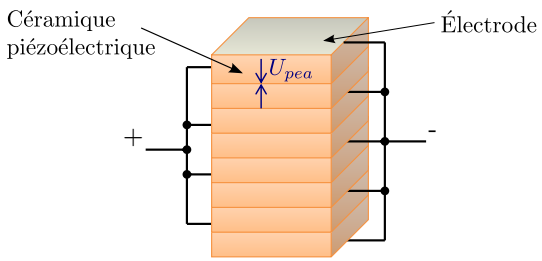


FIGURE 2.2 – *Schéma d'un actionneur piézoélectrique multicouches à électrodage interdigité*

Les actionneurs piézoélectriques étant ainsi sélectionnés pour le PiedNano, il a été décidé de conserver les avantages de cette technologie pour le MicroPos. Ce choix est renforcé par une volonté de similitude entre les deux prototypes.

II.1.1.b Actionneur amplifié – MicroPos

Le principal inconvénient à l'utilisation d'actionneurs piézoélectriques pour le cahier des charges du micropositionnement est l'amplitude des déplacements maximaux générés par ce type d'actionneur. Pour une céramique multicouche, une valeur standard de déformation maximale correspond à 1 ‰ de la hauteur de l'empilement. Pour un déplacement ≥ 100 µm une hauteur d'empilement de $\gtrapprox 100$ mm est donc nécessaire. Des actionneurs présentant ces caractéristiques existent. Cependant, pour ce dispositif, où une superposition de deux actionneurs est nécessaire, l'encombrement demeurerait élevé relativement aux performances attendues. Une solution consiste en une amplification mécanique du mouvement de l'actionneur. La perte d'effort due à l'amplification du mouvement peut-être envisagée dans cette application, les niveaux d'efforts nécessaires étant bien inférieurs aux capacités standards des actionneurs multicouches.

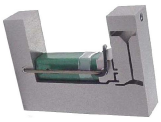
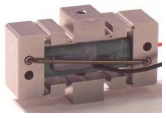
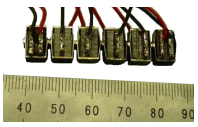
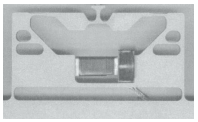
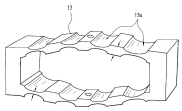
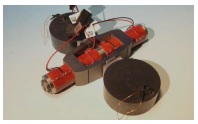
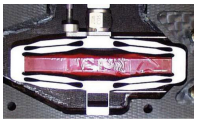
Plusieurs concepts mécaniques peuvent être considérés pour amplifier le mouvement. Dans les applications dédiées aux actionneurs piézoélectriques, on retrouve principalement :

- le bras de levier, qui est aussi le plus simple (cf. figure 2.3(a) page 18) ;
- des systèmes « quatre barres » généralement dans une configuration de parallélogramme déformable et en particulier celle qualifiée d'amplificateur elliptique (cf. figure 2.3(b) page 18).

Ces systèmes sont le plus souvent réalisés grâce à des liaisons souples afin d'éviter les frottements. On peut également généraliser ces concepts à des configurations continues déformables similaires, ou en ajoutant des liaisons supplémentaires pour des questions de réalisation technologique comme proposée dans la classification de [Ouyang 05]. On trouve, en outre, de nombreuses topologies de systèmes d'amplification basées sur des optimisations dans un domaine défini telles que proposées dans [Sigmund 97, Lau 00, Grossard 07, Frecker 00] [1]. Le tableau 2.1 page suivante recense quelques exemples des différents types de réalisations de systèmes d'amplification pour actionneurs piézoélectriques.

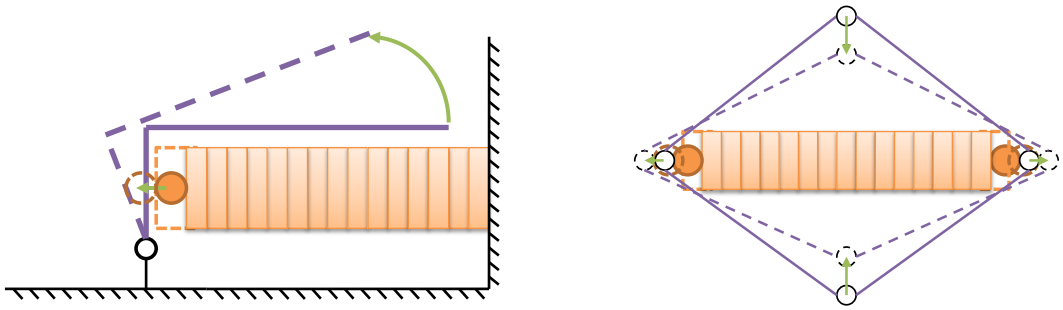
Parmi les actionneurs recensés, plusieurs actionneurs commerciaux répondent aux besoins du MicroPos. Le choix s'est donc porté vers ce type de solution pour une plus grande rapidité de réalisation. Les actionneurs retenus sont des APA100M de Cedrat Technologie (cf. Annexe A.1 page 114 et tableau 2.1 page suivante). Ceux-ci possèdent un déplacement libre de 110 µm ($u_{lib.} = 110$ µm). Le déplacement libre est défini par l'élongation sans chargement à la tension maximale (ici, $v_{max} = 150$ V). Or l'élongation maximale de l'actionneur Δu_{max} est obtenue pour la plus grande différence de tension appliquée sur l'actionneur (ici : $\Delta v_{max} = 170$ V ; $[-20; 150)]$ V). Cette élongation légèrement supérieure au cahier des charges de l'application envisagée permettra ainsi d'alléger les contraintes sur la conception des liaisons mécaniques assurant le guidage (cf. section II.1.2.a page 20). De plus, le bon comportement dy-

1. Dans cette catégorie des éléments déformables, on peut ajouter les actionneurs bimorphes et multimophes fondée sur des flexions de poutres ou plaques mais qui quittent alors le domaine des piézoélectriques multicouches à électrodage interdigité.

Désignation	**Caractéristiques** [a]	**Usage**	**Représentation**
PI – PiezoMove P-603.1 [P.I. 12]	$\Delta u_{max} = 120$ µm $f_0 = 900$ Hz	Commercial ; Positionnement dynamique	
Cedrat Technologie – APA100M [Cedrat 12]	$\Delta u_{max} > 110$ µm $f_0 = 1900$ Hz	Commercial ; Positionnement dynamique	
Dynamic Structures and Materials, LLC – LPA-100E-P-1054 [DSM 12]	$\Delta u_{max} = 100$ µm $f_0 = 3450$ Hz	Commercial ; Positionnement dynamique	
Dynamic Structures and Materials, LLC – FPA-0100E-S-0518 [DSM 12]	$\Delta u_{max} = 100$ µm $f_0 = 1300$ Hz	Commercial ; Positionnement dynamique	
Actionneur cryogénique [Jiang 09]	$\Delta u_{max} = 285$ µm (température ambiante)	Recherche spatiale	
Actionneur amplifié [Frecker 00]	$\Delta u_{max} = 63$ µm (@100 Hz)	Recherche ; Optimisation de l'amplification	
QorTek, Inc. – Actionneur amplifié [Knowles 02]	$\Delta u_{max} = 64,2$ µm	Brevet ;	
Actionneur à effets magnétique et piézoélectrique (MAGZO) [Delehelle 08]	$\Delta u_{max} > 180$ µm $f_0 = 140$ Hz	Recherche ; Aérospatial	
EADS – Actionneur amplifié [Jänker 01, Jänker 08]	$\Delta u_{max} = 1.4$ mm	Brevet ; Aérospatial (Pâles de rotor)	

a. Δu_{max} : élongation maximale de l'actionneur ; $f_0 =$: 1ère fréquence de résonance

TABLEAU 2.1 – *Actionneurs piézoélectriques avec amplificateur de mouvement*



(a) Amplificateur simple

(b) Amplificateur elliptique

FIGURE 2.3 – *Principes d'amplificateurs mécaniques pour actionneurs piézoélectriques*

namique de ces actionneurs est assuré grâce à une première fréquence de résonance relativement élevée ($f_0 = 1900$ Hz) ainsi que par l'application d'une précontrainte sur la céramique piézoélectrique *via* la structure d'amplification.

Afin d'assurer la dynamique globale du système, l'amplificateur électrique associé aux actionneurs doit être dimensionné pour assurer la bande passante en fréquence. Du point de vue de l'amplificateur, un actionneur piézoélectrique peut être considéré comme une capacité. On utilise alors la capacité quasi-statique de l'élément piézoélectrique (C_0) pour la caractériser. La limite considérée de l'amplificateur sera le courant de crête maximal délivré. Pour exprimer le courant en fonction de la fréquence, on considère un signal sinusoïdal d'amplitude $\frac{\Delta v}{2}$ et de fréquence f_0. On obtient alors une approximation du courant en fonction de la fréquence :

$$i_{piezo}(f_0) \approx 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C_0 \cdot \frac{\Delta v}{2} \tag{2.1}$$

Pour une fréquence f_0 de 100 Hz (le cahier des charges du MicroPos) et dans le cas critique d'une amplitude crête à crête maximale Δv de 170 V délivrée par l'amplificateur, on obtient alors un courant de 220 mA. L'amplificateur LA75B (cf. Annexe A.2 page 115), milieu de gamme chez Cedrat Technologie, et délivrant jusqu'à 360 mA convient. Ce prédimensionnement ne prend pas en compte l'évolution de la capacité du piézoélectrique ni en fonction de la tension qui lui est appliquée, ni en fonction de son échauffement durant le fonctionnement. De plus, dans le cas de contrôle en boucle fermée, on peut obtenir des dynamiques de commande supérieures à celles du cahier des charges.Les éventuelles saturations devraient alors être prises en compte dans le contrôleur.

II.1.1.c Actionneurs – PiedNano

L'actionneur PPA10M de Cedrat Technologie, associé au même modèle d'amplificateur (LA75B), a été choisi pour le PiedNano. Cet actionneur possède comme principales caractéristiques (cf. Annexe A.3 page 116) : un déplacement libre (u_{lib}) d'environ 8 µm, une tension d'alimentation dans la plage [-20 ;150] V et une force bloquée d'environ 800 N.

La résolution minimale de l'élongation de ce type d'actionneur est limitée par la plus petite différence de tension générée à ses bornes ($\Delta v_{com.}$). Autrement dit la résolution est limitée par le bruit électronique sur la tension de commande. La résolution désirée en boucle ouverte ($\Delta u_{com.res.}$) est de 0.1 nm. En considérant l'actionneur sans chargement, on peut approximer la tension minimale aux bornes de l'actionneur ($\Delta v_{com.res.}$) par la relation suivante :

$$\Delta v_{com.res} = \frac{\Delta u_{res}}{\Delta u_{max}} \cdot \Delta v_{com.max} \tag{2.2}$$

où Δu_{max} et $\Delta v_{com.max}$ sont respectivement l'élongation maximale et la différence de tension maximale appliquée à l'actionneur.

Il existe une dispersion des caractéristiques dans la production de ce type d'actionneurs (cf. Annexe A.3 page 116). Cette dispersion est prise en compte en utilisant les données de calibration du fournisseur pour les actionneurs utilisés. Pour l'actionneur, ayant l'élongation maximale (9.66 µm), on obtient une tension minimale à ses bornes de 1.8 mV, soit 0.09 mV avant amplification. Ce niveau de tension est inférieur aux niveaux de bruit couramment rencontrés dans les électroniques de commande.

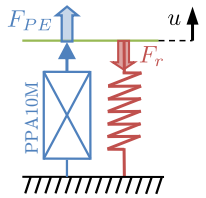


FIGURE 2.4 – *Schéma de la raideur avec un PPA10M*

L'amplitude d'élongation d'un actionneur ($\Delta u_{max.} \approx 9$ µm) étant nettement supérieure à celle requise (≈ 1 µm), il a été décidé de rajouter une raideur en parallèle de l'actionneur (k_r – cf. figure 2.4). Ainsi le déplacement maximal généré par l'actionneur est diminué mais en contrepartie la différence de tension nécessaire pour obtenir la résolution souhaitée est proportionnellement augmentée.

L'ajout de cette raideur va définir, pour chaque tension appliquée, un point de fonctionnement sur la caractéristique de charge de l'actionneur. Ces points de fonctionnement sont définis lorsque la force générée par la raideur (F_r) est contrebalancée par celle de l'actionneur (F_{PE}) en opposition (cf. figure 2.5). En première approximation, la caractéristique de charge d'un actionneur piézoélectrique est donnée par l'équation (2.3) où k_{PE} est la raideur de l'actionneur et α_P correspond à un terme de couplage électromécanique assimilé à une constante en N/V dépendante du matériau piézoélectrique et de la géométrie de l'actionneur. Avec la modélisation adoptée par la figure 2.4, la force générée par la raideur est donnée par l'équation (2.4).

$$F_{PE} = -k_{PE} \cdot u + \alpha_P \cdot v_{com.} \tag{2.3}$$

$$F_r = k_r \cdot u \tag{2.4}$$

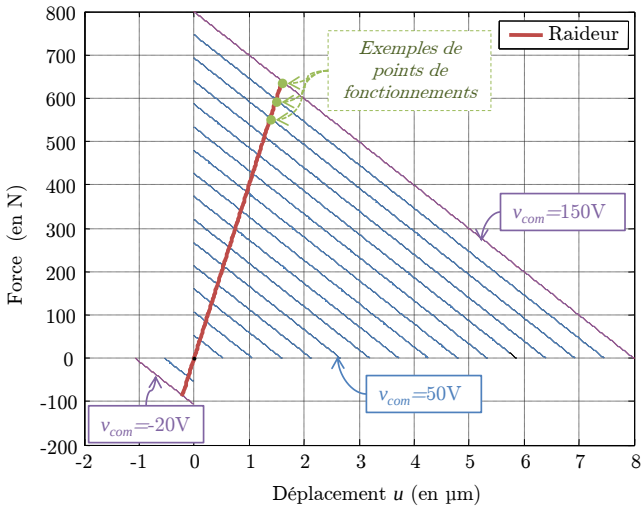


FIGURE 2.5 – *Caractéristique de charge d'un PPA10M (mode actionneur - en bleu) et force produite par la raideur (en rouge)*

L'objectif est de diminuer le déplacement de l'actionneur d'un facteur 5 ($f_{redu} = 5$). L'élongation maximale sera d'environ 1.93 µm. Cette nouvelle élongation, bien que supérieure à celle du cahier des charges (≈ 1 µm), prend en compte le fait que ce prototype est destiné à une utilisation en environnement laboratoire où les perturbations provenant du sol peuvent être supérieures à celles d'un environnement accélérateur. Le choix est donc d'éviter d'éventuelles saturations lors du fonctionnement du prototype dans l'environnement disponible.

Le déplacement libre est obtenu lorsqu'il n'y a aucune charge appliquée sur l'actionneur. Dans l'équation (2.3), l'effort F_P est alors nul – on se déplace sur l'axe des abscisses de la caractéristique de charge de l'actionneur (cf. figure 2.5 page précédente). On obtient la relation :

$$u_{libre} = \frac{\alpha_P \cdot v_{com}}{k_{PE}} \tag{2.5}$$

Le déplacement en présence de la raideur, u_{pf}, est donné pour chaque point de fonctionnement grâce à l'égalité entre les équations (2.3) et (2.4) :

$$u_{pf} = \frac{\alpha_P \cdot v_{com}}{k_{PE} + k_r} \tag{2.6}$$

L'expression du facteur de réduction se déduit de ces deux déplacements :

$$f_{redu} = \frac{u_{libre}}{u_{pf}} = 1 + \frac{k_r}{k_{PE}}$$

d'où :

$$k_r = k_{PE} \cdot (f_{redu} - 1) = 347.65 \text{ N/µm} \tag{2.7}$$

La réalisation technologique de cette raideur sera détaillée dans le paragraphe ii page 28, traitant du PiedNano, dans la sous-partie conception mécanique.

II.1.2 Conception mécanique

Du point de vue de la conception mécanique, deux aspects méritent une attention particulière pour réaliser des systèmes de positionnement précis dans le but d'effectuer de l'isolation active :

l'architecture et les liaisons mécaniques, du fait de la précision recherchée l'architecture et ses liaisons ne doivent pas apporter de défaut ou incertitude à l'échelle des déplacements considérés ;

l'aspect dynamique du comportement mécanique. Les systèmes doivent réaliser de l'isolation active dans une bande passante définie. Leur comportement dynamique autour de cette bande-passante doit donc être maîtrisé.

Pour ces deux aspects, la position adoptée pour la conception est de s'affranchir ou à défaut de minimiser les non-linéarités introduites par la réalisation mécanique des systèmes.

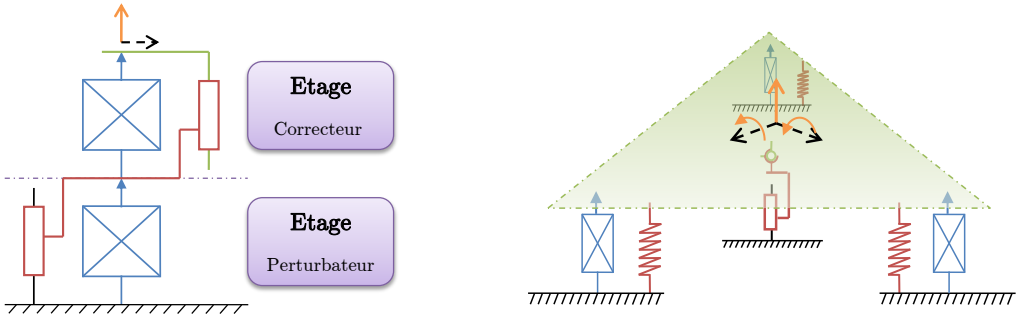
II.1.2.a Liaisons mécaniques et architecture

Pour de telles applications de précision, un « entrainement direct » des zones à contrôler est généralement à privilégier. En rendant solidaires ces zones de l'extrémité des actionneurs, on simplifie la cinématique du système et ses sources d'incertitudes. La relation entre la commande des actionneurs et la position de ces zones s'en trouve simplifiée.

Cependant, avec ce type de solution un guidage mécanique de la zone en mouvement demeure nécessaire. Du fait d'une fragilité en tension et flexion, les actionneurs piézoélectriques ne peuvent pas assurer cette fonction comme on pourrait le rencontrer dans certains mécanismes. Il faut donc concevoir un joint cinématique en parallèle de l'actionnement qui assurera le guidage de la zone contrôlée. La figure 2.6 page suivante illustre ce principe sur les deux prototypes.

La réalisation des liaisons mécaniques de ce guidage nécessite certaines précautions. Il existe deux types de non-linéarités fréquemment rencontrées dans les liaisons et à considérer pour le contrôle étant donné les précisions requises :

– les jeux de liaisons et le phénomène de rattrapage de jeu lors des inversions de mouvements ;



(a) MicroPos (b) PiedNano

FIGURE 2.6 – *Schéma cinématique et architecture de principe des deux prototypes*

– les différences de comportements statique et dynamique dues aux frottements : l'effort limite d'adhérence d'un solide sur un autre est généralement supérieur à l'effort pour le maintenir en mouvement comme dans le cas du frottement sec, modélisé par les lois de Coulombs. Cela induit donc un saut dans l'effort produit par l'actionneur et donc dans son contrôle. Des phénomènes de « stick-slip » provocant un mouvement saccadé peuvent ainsi apparaitre [Berman 96].

Malgré l'existence dans la littérature de propositions de contrôleurs qui tentent de compenser ces phénomènes [Southward 91, de Wit 95], les performances ne sont pas certaines étant donné le niveau d'influence de ces non-linéarités aux échelles considérées. Ainsi les guidages mécaniques sont réalisés grâce à des liaisons sans jeu et sans frottement.

Ce type de liaison est basé sur la déformation de pièces et est parfois dénommé sous le terme de « liaison souple » ou « liaison élastique ». Seules demeurent les liaisons complètes ou encastrements, qui par définition n'introduisent ni jeu ni frottement, entre les pièces déformables. Les deux systèmes étant relativement différents dans leur architecture, des solutions différentes ont été adoptées pour réaliser ces liaisons.

I MICROPOS

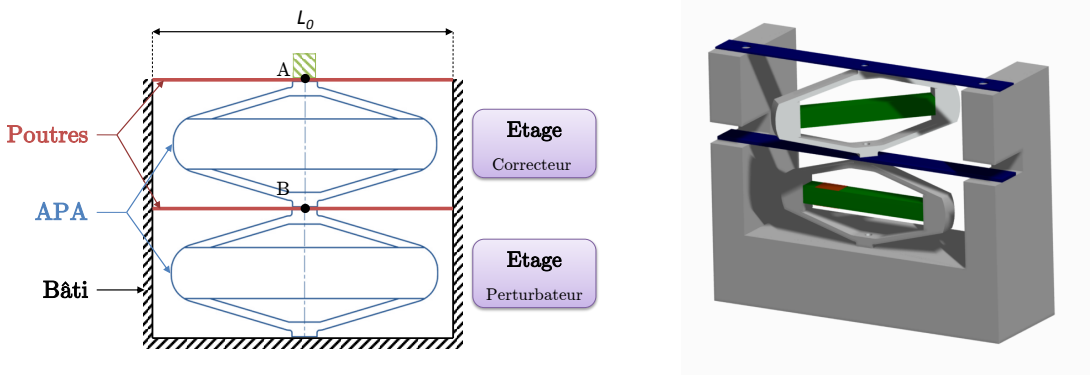
Pour réaliser les liaisons glissières du MicroPos (cf. figure 2.6(a)), la recherche de solution a conduit à l'utilisation de poutres bi-encastrées en flexion dont le schéma est illustré par la figure 2.7 page suivante. Cette solution a pour avantage de conserver une symétrie par rapport aux actionneurs, donc de limiter les efforts transversaux qui seraient dommageables pour ce type d'actionneur. De plus, ce choix présente une relative simplicité de réalisation par des moyens de fabrication conventionnels et une très bonne compacité.

Afin de dimensionner les poutres, les aspects statiques et dynamiques du système sont pris en compte. Comme il le sera démontré dans la section II.1.2.b page 29 l'approche dynamique n'est pas discriminante pour déterminer ces dimensions. Elle n'interviendra donc, finalement, que comme une étape de validation. La démarche complète conduisant au dimensionnement est présentée ici.

Modélisation utilisée pour le dimensionnement

Une première étape consiste en la modélisation statique du système.

La modélisation adoptée pour les APA100M est similaire à celle d'actionneurs piézoélectriques sans amplification déjà évoquée pour les actionneurs PPA10M dans la section II.1.1.c page 18 de ce chapitre. Néanmoins, ce modèle est modifié pour faire apparaitre l'effet de l'amplification mécanique. En particulier, les déplacements et forces de l'actionneur sont opposés au comportement d'un actionneur à électrodes interdigités « classique » (*i.e.* pour une tension positive les extrémités libres de l'actionneur vont se rapprocher). Pour prendre en compte ce phénomène, le signe du second terme de la caractéristique de charge de l'actionneur devient négatif (cf. (2.8)). Le paramètre α demeure ainsi positif ce



(a) Schéma de principe

(b) Modèle C.A.O.

FIGURE 2.7 – *MicroPos adoptant un guidage à l'aide de poutres bi-encastrées*

qui ne modifie ni son expression ni la façon dont il est déterminé. Le modèle utile au dimensionnement distingue deux cas :

Cas 1 – L'actionneur piézoélectrique est commandé. Il existe donc une tension (v_{com}) aux bornes de l'actionneur [2]. Le point de fonctionnement en *court-circuit* correspond à : $v_{com} = 0\text{V}$

Cas 2 – Les bornes de l'actionneur piézoélectrique ne sont reliées à aucun circuit électrique ; son modèle est alors celui d'un ressort de raideur k_D.

$$\begin{array}{ll} \textit{Cas 1} \rightarrow & F_{APA} = -k_E \cdot u - \alpha_A \cdot v \\ \textit{Cas 2} \rightarrow & F_{APA} = -k_D \cdot u \end{array} \quad \text{où} \quad \begin{cases} k_E & = \dfrac{\text{Force bloquée}}{\text{Déplacement libre}} \\ \alpha_A & = \dfrac{\text{Force bloquée}}{v_{com.max}} \\ k_D & = k_E + \dfrac{\alpha_A^2}{C_0} \end{cases} \tag{2.8}$$

La figure 2.8 représente l'évolution de cet effort et du déplacement pour différents niveaux de tensions de commande (cf. équation (2.8) – *Cas 1*)

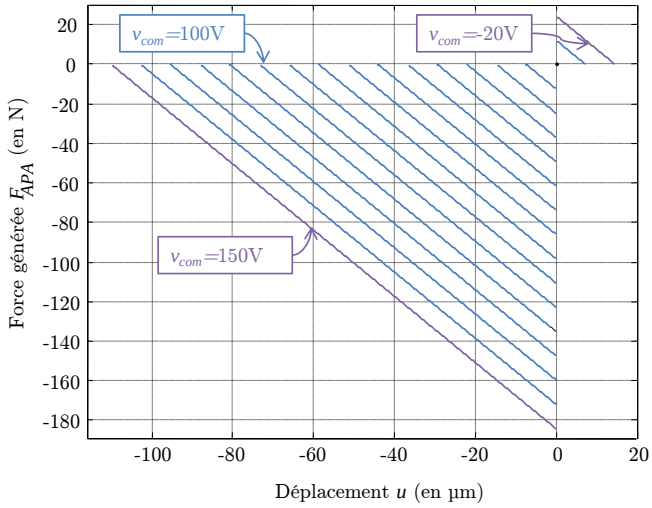


FIGURE 2.8 – *Caractéristique de charge d'un APA100M* (cf. (2.8) – *Cas 1)*

2. Comme pour les PPA10M du même fournisseur, la tension de commande est dans la plage [-20 ;150]V.

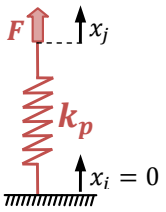


FIGURE 2.9 – *Modèle ressort d'une poutre*

La modélisation statique adoptée pour les poutres présentes dans la structure est celle d'un ressort avec une raideur équivalente. L'ensemble des termes et des résultats liés à la modélisation *poutre* dans cette partie est explicité dans l'annexe B page 131.

$$F = -\,k_p \cdot (x_j - x_i) = -k_p \cdot x_j \tag{2.9}$$

$$\text{où : } \begin{cases} k_p & = \frac{192 \cdot E \cdot I_{Gz}}{L^3} = \frac{16 \cdot E \cdot l_p \cdot {h_p}^3}{L^3} \\ x_j & = \text{le déplacement de la flèche} \end{cases} \quad \text{(cf. annexeB et fig. 2.9)}$$

Le modèle quasi-statique de l'architecture du MicroPos est présenté sur la figure 2.10. Les éléments relatifs à l'étage perturbateur sont notés avec l'indice 1, ceux de l'étage correcteur avec l'indice 2. x_1 et x_2 représentent les flèches au centre des poutres confondues avec le déplacement des extrémités des APA100M. Ce modèle n'est pas représentatif de la géométrie de la structure. En particulier, tous les efforts représentés sont en réalité alignés.

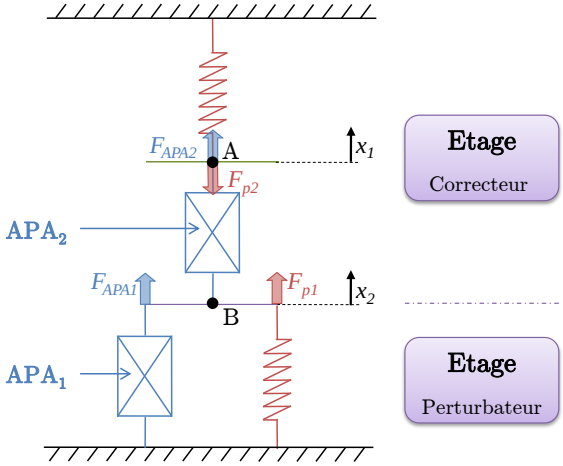


FIGURE 2.10 – *Modèles, quasi-statiques, du MicroPos*

Critères de dimensionnement

Afin de dimensionner les caractéristiques géométriques des poutres réalisant les liaisons, 2 critères ont été considérés :

Critère 1 – Ce premier critère porte sur le point de fonctionnement de chaque actionneur. L'idée est que la raideur en parallèle avec chaque actionneur soit suffisamment faible pour obtenir une élongation compatible avec le cahier des charges ($\Delta u \geq 100\mu\text{m}$). Ce critère peut s'exprimer ainsi : on souhaite pour chaque actionneur, lorsque l'autre actionneur n'est connecté à aucun circuit électronique [3], obtenir *au moins* 80% du déplacement maximal [4]pour 90% de la plage de tension de commande ($\Delta v_{com.max} = 170$ V crête à crête).

Critère 2 – Ce critère porte sur la fonctionnalité du système : l'APA$_2$, étage correcteur, doit pouvoir corriger l'ensemble des déplacements issus de l'APA$_1$, étage perturbateur. L'allongement maximum de l'APA$_2$ ($\Delta u_{APA2.max}$) doit donc être supérieur à celui de l'APA_1 ($\Delta u_{APA1.max}$).

3. Cas pénalisant mais ne conduisant pas à un sur-dimensionnement du système.
4. Lors des échanges avec le fournisseur, CEDRAT Technologie, celui-ci a affirmé que les actionneurs livrés auraient une élongation maximale d'au moins 125 µm ($\Delta u_{APA.max} \geq 125$ µm) d'où $0.8\Delta u_{APA.max} \approx 100$ µm).

Critère 1

On peut reformuler ce critère en terme d'effort : pour les conditions décrites précédemment (*i.e.* une amplitude de déplacement de $0,8 \cdot \Delta u_{APA.max}$ lors d'une amplitude de commande de $0,9 \cdot \Delta v_{com.max}$), l'effort créé par l'actionneur commandé doit pouvoir être supérieur, en valeur absolue, aux efforts issus des autres éléments du montage qui subiront ce déplacement [5]. Ce critère est appliqué successivement sur chacun des actionneurs.

Lorsque l'APA$_1$ est commandé, le critère peut s'exprimer avec les notations de la figure 2.10 page précédente par la relation suivante (on note F_{equ2} l'effort produit par le ressort équivalent à la mise en série de l'APA_2 et de de la poutre 2 [6]) :

$$\|F_{APA1}\| \geq \| - F_{p1} + F_{equ2}\| \tag{2.10}$$

d'où (l'amplitude de force et d'allongement de l'APA, dans ces conditions étant négative) :

$$\begin{aligned} -k_E(0,8\Delta u_{APA.max}) - \alpha_A(0,9\Delta v_{com.max}) &\leq k_{p1}(0,8\Delta u_{APA.max}) - k_{equ2}(-0,8\Delta u_{APA.max}) \\ -k_E - \frac{\alpha_A(0,9 \cdot \Delta v_{com.max})}{0,8 \cdot \Delta u_{APA.max}} - k_{p1} - \frac{k_D \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p2}} &\geq 0 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Lorsque l'APA$_2$ est commandé, on considère ce dernier entre trois raideurs : la poutre 2 de raideur k_{p2} et l'APA$_1$ de raideur k_D en parallèle avec la poutre 1, de raideur k_{p1} (cf. figure 2.10 page précédente). On définit alors un ressort équivalent, de raideur k_a ($k_a = \frac{k_{p2} \cdot (k_{p1}+k_D)}{k_{p2}+k_{p1}+k_D}$). Le même raisonnement que précédemment conduit à l'expression de la condition sur l'APA$_2$:

$$\begin{aligned} -k_E(0,8 \cdot \Delta u_{APA.max}) - \alpha(0,9 \cdot \Delta v_{com.max}) &\geq -k_A(-0,8 \cdot \Delta u_{APA.max}) \\ -k_E - \frac{\alpha(0,9 \cdot \Delta v_{com.max})}{0,8 \cdot \Delta u_{APA.max}} - \frac{(k_D + k_{p1}) \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p1} + k_{p2}} &\geq 0 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Pour obtenir un encadrement des valeurs de k_{p1} et k_{p2}, on résout le système formé par les deux inéquations (2.10) et (2.11) :

$$\left| \begin{array}{ll} f(k_{p1}, k_{p2}) \geq 0 & (2.10) \\ g(k_{p1}, k_{p2}) \geq 0 & (2.11) \end{array} \right. \qquad \text{avec : } \begin{cases} f(k_{p1}, k_{p2}) = k_{APA} - k_{p1} - \frac{k_D \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p2}} \\ g(k_{p1}, k_{p2}) = k_{APA} - \frac{(k_D + k_{p1}) \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p1} + k_{p2}} \\ k_{APA} = -k_E - \frac{\alpha(0,9 \cdot \Delta v_{com.max})}{0,8 \cdot \Delta u_{APA.max}} \end{cases}$$

La différence entre f et g étant strictement négative, on a donc la relation suivante :

$$g(k_{p1}, k_{p2}) > f(k_{p1}, k_{p2}) \geq 0 \tag{2.12}$$

Autrement dit, l'espace de solution de l'inéquation $f(k_{p1}, k_{p2}) \geq 0$ est solution du système formé par les inéquations (2.10) et (2.11).

Du fait de l'expression de $f(k_{p1}, k_{p2})$, la valeur maximum de k_{p2} est donnée lorsque k_{p1} est nul, soit :

$$k_{p2_{max}} < \frac{k_{APA} \cdot k_D}{k_D - k_{APA}}$$

Les solutions du système appartiennent donc au domaine :

$$\left\{ 0 < k_{p2}, \quad k_{p1} \leq k_{APA} - \frac{k_D \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p2}}, \quad k_{p2} < \frac{k_{APA} \cdot k_D}{k_D - k_{APA}} \right\} \tag{2.13}$$

5. On considère alors les éléments indépendamment les uns des autres. Le point de fonctionnement réel reste défini lorsqu'il y a égalité.

6. k_{equ2} est la raideur de ce ressort équivalent ($k_{equ2} = \frac{k_D \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p2}}$). Ce ressort subit alors la déformation opposée à celle de l'APA$_1$.

Critère 2

Le critère est exprimé de cette manière : l'allongement maximal de l'APA$_2$ ($\Delta u_{APA2.max}$) doit être supérieur de 5% à celui de l'APA$_1$ ($\Delta u_{APA1.max}$). En reprenant les notations du schéma figure 2.10 page 23, l'équilibre des forces aux points A et B conduit à la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} k_{E1}+k_{p1}+k_{E2} & -k_{E2} \\ -k_{E2} & k_{E2}+k_{p2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha_1 \cdot V_1 + \alpha_2 \cdot V_2 \\ -\alpha_2 \cdot V_2 \end{pmatrix} \tag{2.14}$$

Les deux actionneurs sont considérés comme identiques avec les même tensions de commande, d'où :

$$\begin{bmatrix} 2 \cdot k_E + k_{p1} & -k_E \\ -k_E & k_E + k_{p2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\alpha \cdot V \end{pmatrix} \tag{2.14}$$

Les expressions de $\Delta u_{APA1.max}$ et $\Delta u_{APA2.max}$ sont donc définies par :

$$\Delta u_{APA1.max} = (x_1 - 0) = \frac{-k_E \cdot \alpha \cdot \Delta v_{com.max}}{{k_E}^2 + (k_{p2}+k_E) \cdot k_{p1} + 2 \cdot k_{p1} \cdot k_E} \tag{2.15a}$$

$$\Delta u_{APA2.max} = (x_2 - x_1) = \frac{-(k_{p1}+k_E) \cdot \alpha \cdot \Delta v_{com.max}}{{k_E}^2 + (k_{p2}+k_E) \cdot k_{p1} + 2 \cdot k_{p1} \cdot k_E} \tag{2.15b}$$

Le critère d'allongement s'exprime alors par la condition suivante :

$$\begin{aligned} \|\Delta u_{APA2.max}\| &> 1,05 \cdot \|\Delta u_{APA1.max}\| \\ \frac{(k_{p1}+k_E) \cdot \alpha \cdot \Delta v_{com.max}}{{k_E}^2 + (k_{p2}+k_E) \cdot k_{p1} + 2 \cdot k_{p1} \cdot k_E} &> 1,05 \cdot \frac{k_E \cdot \alpha \cdot \Delta v_{com.max}}{{k_E}^2 + (k_{p2}+k_E) \cdot k_{p1} + 2 \cdot k_{p1} \cdot k_E} \\ k_{p1} &> 0,05 \cdot k_E \end{aligned} \tag{2.16}$$

Avec l'ajout de ce critère, l'espace de solution de k_{p1} et k_{p2} défini précédemment (2.13) devient :

$$\left\{ 0 < k_{p2}, \quad 0,05 \cdot k_E < k_{p1} \leq k_{APA} - \frac{k_D \cdot k_{p2}}{k_D + k_{p2}}, \quad k_{p2} < \frac{k_{APA} \cdot k_D}{k_D - k_{APA}} \right\} \tag{2.17}$$

Afin de déterminer complètement le dimensionnement des poutres, on fixe leurs longueur (L) et largeur (l_p) en fonction des dimensions des APA :

- pour L on limite cette longueur à 60 millimètres pour des questions d'encombrement ;
- pour l_p, on considère partiellement l'aspect vibratoire : la fréquence de résonance d'une poutre bi-encastrée ne dépend pas de sa largeur mais croît en fonction de sa hauteur [7]. La largeur est donc fixée pour que la surface de contact de l'APA soit entièrement en contact avec la poutre, peu importe leur orientation relative [8]. D'où $l_p \geq \sqrt{2} \cdot a$ (où $a = 5$ mm est la longueur de la surface en contact de l'APA – cf. Annexe A.1 page 114), on choisit donc $l_p = 7,5$ mm.

Le matériau de réalisation des poutres est également défini : de l'acier XC75, ou acier « bleu », dont un des usages est la fabrication de ressorts.

Avec ces caractéristiques, la raideur des poutres ne dépend donc plus que de la hauteur de ces dernières (h_{p1} et h_{p2}). La figure 2.11 page suivante représente en bleu le domaine de solutions du système (2.17) appliqué aux hauteurs h_{p1} et h_{p2}. Pour des considérations pratiques, ces poutres sont découpées dans des plaques d'acier dont l'épaisseur correspond à ces hauteurs. A partir des références disponibles d'épaisseur, le couple H ($h_{p1} = 0,9$ mm ; $h_{p2} = 0,5$ mm) est choisi comme solution (cf. figure 2.11 page suivante).

7. cf. (B.24) — Annexe B.3.3 page 141

8. Les actionneurs sont vissés. L'orientation de l'un par rapport à l'autre, et donc par rapport aux poutres, dépend du pas de vis et de l'épaisseur de la poutre présente entre eux (cf. figure 2.7(b) page 22).

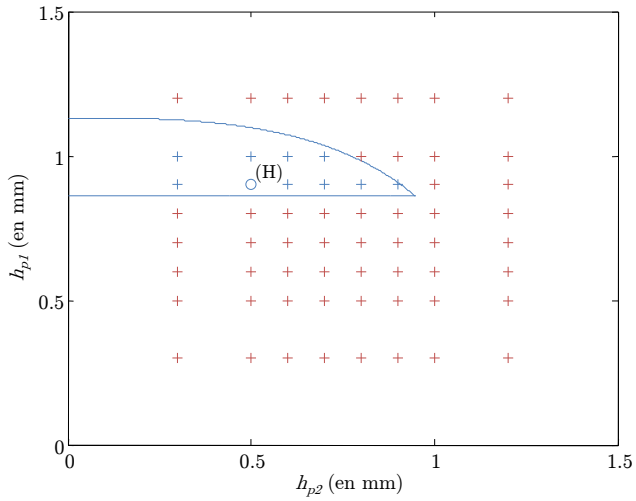


FIGURE 2.11 – *Tracé des couples de hauteurs h_{p1} et h_{p2} parmi les références disponibles et de leur appartenance (en bleu) à l'espace défini par le système d'inéquations* (2.17)

Une validation de ce dimensionnement est réalisé : d'une part en vérifiant que le comportement des poutres demeure dans le domaine élastique (*via* l'étude des contraintes) ; d'autre part en prenant en compte la géométrie réelle des poutres (présence d'un perçage, conditions limites au niveau de la surface de contact avec l'actionneur). Pour cela un modèle avec la méthode des éléments finis est créé à l'aide du logiciel ANSYS. Les résultats de cette étude sont présentées dans l'annexe B.2 page 136.

Une première conclusion à cette étude concerne l'état de contrainte. Pour les deux poutres, dans les deux cas de chargement vérifiés, la contrainte équivalente au sens de von Mises ne dépasse pas la limite élastique estimée [9]. Toutefois, un faible coefficient de sécurité (1,6) est obtenu dans un des cas étudiés (cf. Annexe B.2 page 136 : Poutre 2 – Cas b – figure B.4(b)). Cependant, ce modèle représente un cas extrême de fonctionnement du MicroPos où les deux actionneurs effectueraient leur déplacement maximal dans le même sens au même instant. De plus, la contrainte maximale est alors très localisée – aux angles de la surface de contact avec l'APA100M (cf. figure B.4(b) page 138). Un écrouissage localisé de la poutre pourrait apparaître mais ne devrait pas perturber le comportement [10]. Dans les autres cas, le coefficient de sécurité est de l'ordre de 3-4 ce qui demeure acceptable vu les conditions imposées dans l'étude.

L'autre phénomène mis en évidence se situe au niveau du comportement global des poutres. Du fait de la surface en contact avec l'actionneur, chaque poutre se comporte comme deux poutres encastrées reliées par un plateau infiniment rigide. Ceci tend donc à augmenter leur rigidité par rapport au modèle établi précédemment. Ce comportement peut également se modéliser par le même modèle de poutre bi-encastrée dont la longueur $L_{equ.}$ serait inférieure à la longueur réelle L de la poutre. Le tableau 2.2 page ci-contre compare les raideurs équivalentes obtenues avec les différents modèles.

Ces raideurs apparentes, suivant les cas d'orientation relative de l'actionneur et des poutres, doivent vérifier les critères de dimensionnement et donc appartenir au domaine (2.17). Pour les deux cas d'orientation étudiés, la figure 2.12 page suivante représente ce domaine et l'inclusion des couples $k_{p1_{apparent}}$ et $k_{p2_{apparent}}$ calculée avec le modèle de longueur équivalente. Un dernier phénomène peut être considéré quant à la raideur des poutres : le comportement réel de la liaison encastrement. Dans l'étude celui-ci a été considéré comme parfait, or sa réalisation technologique aura tendance à faire diminuer la raideur apparente. Cet effet difficile à quantifier précisément, ne devrait cependant pas invalider les critères dé-

9. Le fournisseur ne pouvant pas fournir la limite élastique R_e, une valeur acceptable de la littérature pour l'acier XC75 a été considéré : $R_e = 500$ MPa.

10. Un indice de ce phénomène serait la présence de marques sur la poutre.

	Modèle M.E.F. poutre percée	Modèle analytique poutre de longueur $L_{equ.}$	Modèle analytique poutre de longueur L
Raideur	106 930 N/m	110 420 N/m	85 050 N/m
Différence de raideur	-	*3,3%*	*-20,5%*
Contraintes max. [a]	111 MPa	105 MPa	88 MPa
Différence de contrainte	-	*-5,4%*	*-20,7%*

TABLEAU 2.2 – *Comparaison des caractéristiques des différents modèles – Poutre 1 (actionneur et poutre alignés)*

a. Contraintes maximales de von Mises au niveau de l'encastrement

finis précédemment. Il existe une marge supérieure à 30% de diminution de cette raideur avant de sortir des critères définis [11].

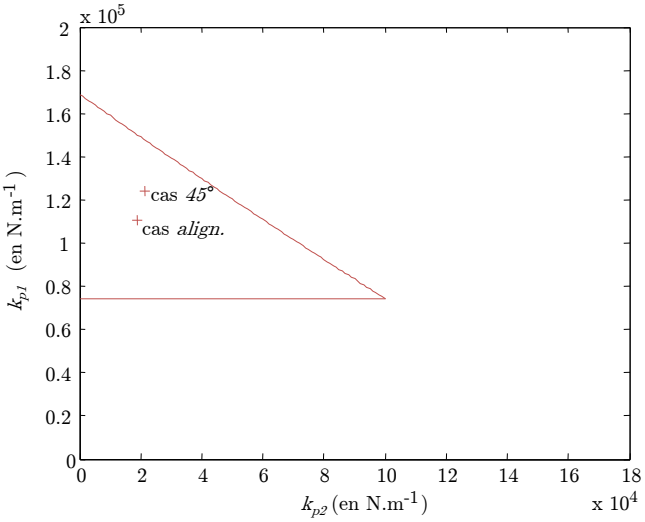


FIGURE 2.12 – *Tracé des couples de raideurs $k_{p1_{apparent}}$ et $k_{p2_{apparent}}$ et de leur appartenance à l'espace défini par le système d'inéquations* (2.17)

Le tableau 2.3 récapitule les différentes valeurs du dimensionnement des deux poutres réalisant le guidage du MicroPos.

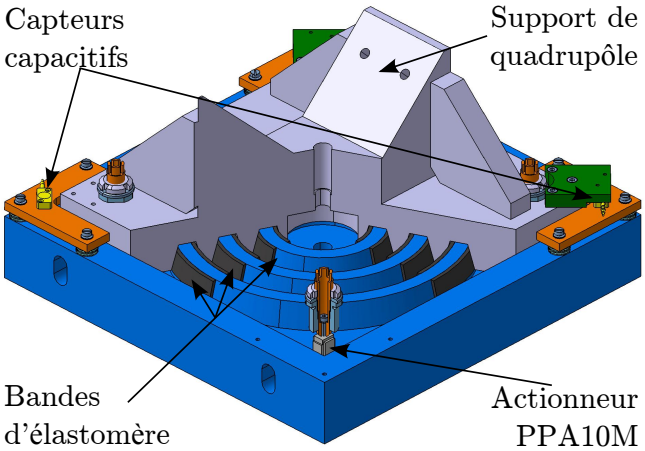
		Poutre 1	Poutre 2
Longueur	*(en mm)*	$L = 60$	
Largeur	*(en mm)*	$l = 7.5$	
Hauteur	*(en mm)*	$h = 0,9$	$h = 0,5$
Raideur apparente	*(en N/m)*	$106\,930 < k_{p1_{ap.}} < 124\,100$	$18\,930 < k_{p2_{ap.}} < 21\,280$

TABLEAU 2.3 – *Caractéristiques principales des liaisons du MicroPos*

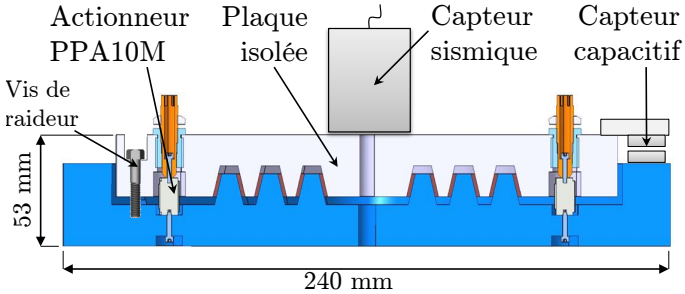
11. Calcul sur la poutre 1, critique en cas de diminution de la raideur.

II PIEDNANO

La figure 2.13 présente l'architecture matérielle adoptée pour le PiedNano : une vue d'ensemble du système avec un support de quadrupôle sur la plaque isolée (figure 2.13(a)) et une coupe schématique de la configuration utilisée lors de ces travaux (figure 2.13(b)).



(a) Vue d'ensemble (avec un support de quadrupôle)



(b) Schéma en coupe

FIGURE 2.13 – *Vue du modèle C.A.O. du PiedNano*

Pour des raisons de répartition des efforts, une solution à quatre actionneurs est retenue bien que trois soient suffisants d'un point de vue cinématique – trois degrés de liberté : deux rotations et une translation (cf. figure 2.6(b) page 21). Cette solution impose également des problèmes de réglage pour pallier à l'hyperstatisme.

La figure 2.13(b) fait également apparaître des vis dites de raideur. Ces vis correspondent à la raideur en parallèle des actionneurs piézoélectriques, calculée précédemment. Deux vis par actionneur servent à l'obtention de cette raideur par soucis de symétrie dans l'application. En pratique, ce sont des vis standards de diamètre M6 qui ont été réusinées pour diminuer localement leur diamètre et ainsi obtenir la raideur souhaitée. En plus du coût, cette solution présente également l'avantage de s'intégrer aisément dans le prototype du PiedNano qui était alors déjà réalisé.

La liaison permettant les trois degrés de liberté est réalisée par des bandes d'élastomère déformable au travers d'une forme concentrique. La faible raideur de l'élastomère, en parallèle des actionneurs et leurs vis de raideur, entraine une faible influence de la liaison sur la raideur globale du système. Néanmoins, cette condition n'est respectée que si l'élastomère n'est pas trop comprimé par le serrage des vis de raideur. Une étude expérimentale a été menée pour trouver une nuance de matériau présentant, en outre, un bon amortissement des modes de vibration du PiedNano. Cette caractérisation a été effectuée à l'aide la réponse électromécanique du système détaillée au chapitre suivant (section III.1.4 page 64) et validé lors de l'analyse modale expérimentale réalisée sur le PiedNano. La nuance d'élastomère ainsi

sélectionnée expérimentalement est un silicone avec des charges de billes de verre.

II.1.2.b Approche dynamique

Pour les applications envisagées, la dynamique des systèmes est à prendre en compte. D'un point de vue mécanique, les fréquences des modes de résonance doivent être éloignées de la bande passante considérée afin de simplifier les lois de commande lors d'un fonctionnement asservi. De plus, il existe toujours un risque de détérioration du système lors de son utilisation autour de ces fréquences de résonances. Pour les deux applications, lors de la conception, la démarche a consisté à situer la fréquence du premier mode à une valeur supérieure à la fréquence maximale définie dans le cahier des charges, puis de s'assurer expérimentalement que cette valeur soit conforme aux attentes. L'écart fréquentielle nécessaire dépend du type de la résonance : même si la fréquence est un élément important, son taux d'amortissement (ou du facteur de qualité) est influant notamment en ce qui concerne l'allure du déphasage. De même la susceptibilité du mode à être excitée pendant le fonctionnement, en partie gouvernée par son mode propre, est à considérer.

I PIEDNANO

Les premiers essais de mise en œuvre du PiedNano ont fait apparaître une grande variabilité du comportement dynamique. Certains paramètres tels que l'élastomère utilisé pour la liaison souple et l'ajout des vis de précontrainte des actionneurs (initialement non inclues dans la conception du système) influent sur la réponse du système. En particulier, le serrage de ces vis et la compression induite sur l'élastomère et les actionneurs modifient le comportement observé.

Le PiedNano de part sa complexité (matériau, géométrie et conditions limites) présente un comportement difficile à modéliser en analyse modale. Il est cependant apparu nécessaire d'obtenir un modèle dynamique partiel. Le but de cette étude est de confirmer des informations sur le comportement du système et de valider les réglages apparaissant comme adéquats. L'ensemble des paramètres modaux du système n'a pas à être déterminé. A cette fin, l'analyse modale expérimentale représente une bonne solution vis à vis des paramètres recherchés.

L'analyse modale expérimentale consiste en l'obtention de fonctions de réponse en fréquence (FRF), reliant dans le domaine fréquentiel les mouvements d'une structure à la force d'excitation appliquée. On distingue trois type de FRF suivant la nature de la mesure du mouvement : réceptance pour le déplacement, mobilité pour la vitesse et inertance pour l'accélération. Les essais dynamiques effectués sur le PiedNano comprennent une excitation dans une bande de fréquence (essai au marteau de choc) pour l'obtention des inertances comme fonctions de réponse en fréquence (FRF). Le dispositif expérimental utilisé se compose de :

pour l'excitation : un marteau de choc Endevco 2302-10 avec un embout rigide permettant une excitation dans une gamme de fréquence d'environ [0 ; 5500] Hz. L'excitation est localisée sur une table optique sur laquelle est bridé le PiedNano afin d'éviter les modes de contact avec le support. La source d'excitation est ainsi obtenue à travers le support du PiedNano et donc avec une similitude à celle qu'il est amené à corriger.

pour la mesure : des accéléromètres piézoélectriques tri-axes 4320 de Brüel & Kjaer positionnés en différents points de la structure afin de mailler cette dernière. La figure 2.14 page suivante décrit le maillage des mesures. Chaque nœud représente un point de mesure. Les points de mesures sont sur la table optique, la partie activement isolée du système, le support des capteurs et le bâti du PiedNano. Cela permet d'évaluer au mieux les différents modes et notamment ceux de la table optique pour s'en affranchir lors du post-traitement.

pour l'acquisition : un système PULSE de Brüel & Kjaer, effectuant le traitement des différents signaux (marteau et accéléromètres) et le calcul des différentes inertances obtenues.

pour le post-traitement : une application développée spécifiquement sous Matlab, permettant une visualisation et une animation des FRF pour les différents nœuds.

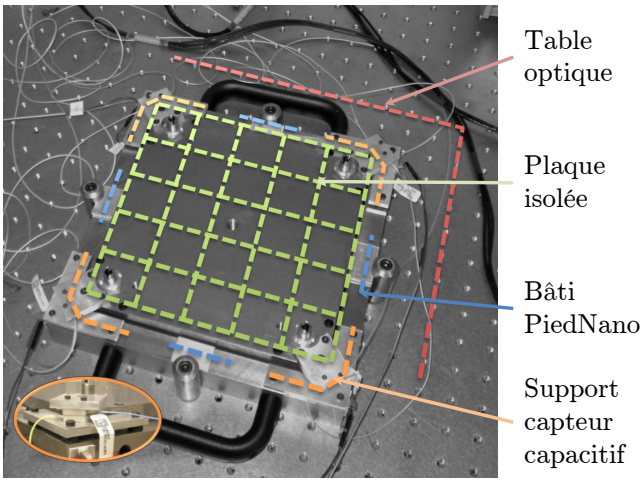


FIGURE 2.14 – *Points de mesures (extrémités des segments et nœuds) lors des essais au marteau de choc*

Le modèle dynamique complet n'est pas nécessaire dans cette étude et donc seule une partie des paramètres modaux est identifiée [12]. La reconstruction de la réceptance du système comprenant la détermination des matrices d'amortissement, de masse et de raideur n'est donc pas un enjeu. La nature du mode d'excitation permet de se limiter à l'étude des FRF apparaissant comme représentatives du comportement du système. En particulier, les paramètres cibles recherchés sont : la détermination du nombre de modes présents dans la bande fréquentielle [0-5000] Hz ; pour chaque mode sa fréquence propre et l'allure des déformées issues des FRF. Cette analyse vise à des conclusions d'ordre qualitatif.

Pour effectuer ce post-traitement, une application spécifique est développée sous le langage Matlab. Cette dernière a pour but d'effectuer rapidement une analyse des données expérimentales recueillies. Son fonctionnement global est présenté dans la figure 2.15 page suivante. A l'aide d'une interface graphique, l'utilisateur peut visualiser deux types d'informations :

- le diagramme de Bode en amplitude de la FRF d'un point de mesure, permettant ainsi de repérer les fréquences d'intérêts ;
- à une fréquence d'intérêt, dans les trois directions de l'espace, une amplitude relative (Ar_{FRF}) des FRF affichées sur la géométrie de chaque point de mesure. Cette amplitude est déterminée pour chaque FRF comme une fonction de son amplitude (A_{FRF}) et de sa phase (P_{FRF}) à la fréquence sélectionnée. Sa définition est donnée dans l'équation (2.18). Dans cette équation, la variable t varie de 0 à 2 π et permet ainsi d'animer la fréquence considérée. De plus, l'utilisateur, peut choisir d'afficher les vecteurs représentant la variation d'amplitude entre chaque pas de t considéré.

$$Ar_{FRF} = A_{FRF} \times \sin(t + P_{FRF}) \tag{2.18}$$

L'analyse faite à partir de cet outil, permet de repérer les fréquences d'intérêt en éliminant les fréquences des mode de corps rigide de l'ensemble des éléments du système. Du fait du bridage du système sur la table optique, ces modes correspondent à ceux de la table optique. De cette analyse, deux conclusions principales ressortent :

- il n'existe pas de mode affectant la partie isolée en dessous de 1 kHz. Les six premiers modes propres de cette plaque se situent respectivement à 1615 ; 1740 ; 2610 ; 2880 ; 3650 et 4065 Hz comme le montre la figure 2.16 page 32. Une attention particulière est à porter sur ces six modes

12. La modélisation dynamique du système est présentée au chapitre III page 49

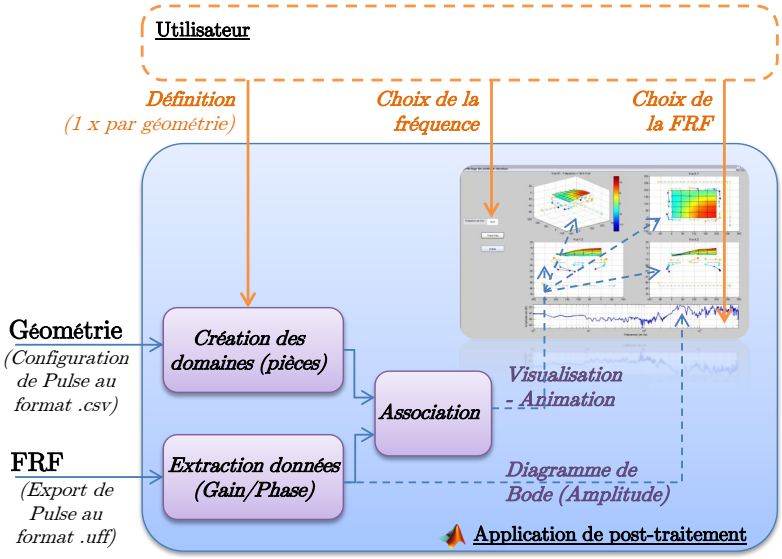


FIGURE 2.15 – *Synoptique simplifié de l'application de post-traitement*

car ces derniers ont une influence dans la modélisation du système comme il le sera montré au chapitre suivant III page 49.

– Le support des capteurs capacitifs présente des modes de vibration à partir d'environ 1kHz. Leur utilisation au delà de cette fréquence lors d'une excitation du système par sa base (cas du mouvement du sol) est donc potentiellement difficile. Ces supports nécessiteraient d'être reconçus le cas échéant.

II MICROPOS

Initialement, l'approche dynamique constituait un critère de dimensionnement. L'objectif est d'obtenir la plus grande fréquence de résonance du premier mode propre du système. Le modèle dynamique adopté pour la conception est une modélisation en éléments discrets. Une expression analytique peut ainsi être définie. Pour établir ce modèle les différents constituants du système, les poutres et les APA100M, sont modélisés en systèmes à 1 degré de liberté.

Le modèle de la poutre est celui d'un système à 1 degré de liberté dont la fréquence de résonance est égale à celle du premier mode de la poutre [Thomas 07]. La pulsation de résonance du premier mode d'une poutre bi-encastrée est donnée par la relation suivante [13] :

$$\omega_1 = \frac{{X_1}^2}{L^2}\sqrt{\frac{EI_{Gz}}{\rho S}} \qquad \text{où : } X_1 = 4,7301$$

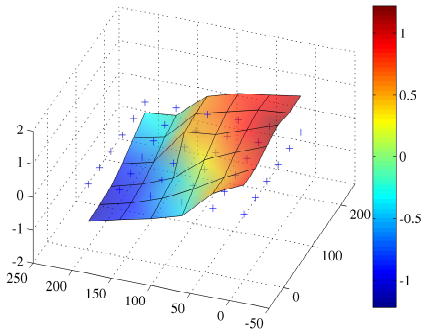
Ce premier mode est modélisé par un système masse – ressort de pulsation libre ω, avec :

$$\omega = \sqrt{\frac{k_{dyn}}{m_{dyn}}}$$

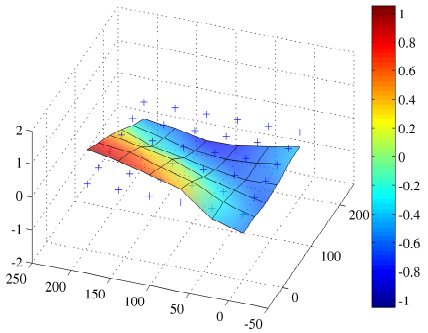
La raideur équivalente k_{dyn} du modèle est identifiée à la raideur k_p définie pour la poutre. La masse dynamique équivalente est alors calculée grâce à l'égalité des pulsations ($\omega = \omega_1$), d'où :

$$m_{p_{dyn}} = \frac{k_p \cdot L^4 \cdot \rho S}{{X_1}^4 \cdot EI_{Gz}} = \frac{192 \cdot (\rho \cdot L \cdot h_p \cdot l_p)}{{X_1}^4} \tag{2.19}$$

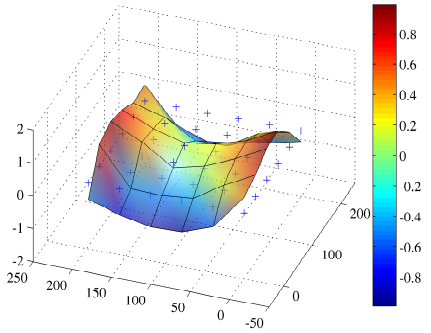
13. L'étude des vibrations transversales d'une poutre bi-encastrée est fournie en annexe (cf. Annexe B.3 page 139).



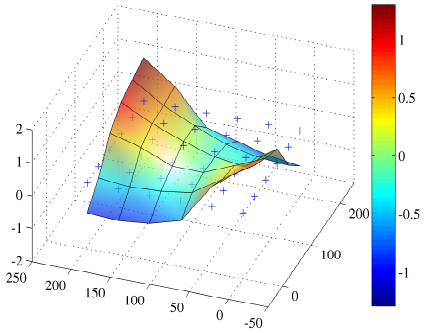
(a) 1615 Hz



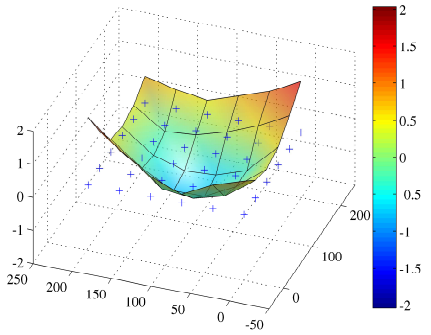
(b) 1740 Hz



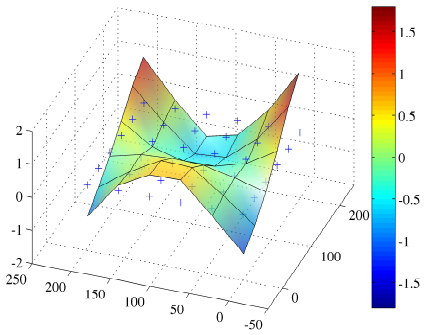
(c) 2610 Hz



(d) 2880 Hz



(e) 3650 Hz



(f) 4065 Hz

FIGURE 2.16 – *Six premiers modes de vibration de la plaque isolée du PiedNano*

Pour la modélisation des APA en un système à 1 degré de liberté, la même méthode est adoptée. La masse dynamique équivalente à un système masse – ressort ayant la même fréquence de résonance que celle de l'APA100M (cf. Annexe A.1 page 114) est calculée en identifiant la raideur k_{dyn} à k_E [14]. Soit :

$$m_{APA_{dyn}} = \frac{k_E}{{\omega_{APA}}^2} \tag{2.20}$$

Grâce aux modèles des éléments adoptés précédemment, on obtient le modèle global d'un système à deux degrés de liberté tel que représenté sur la figure 2.17.

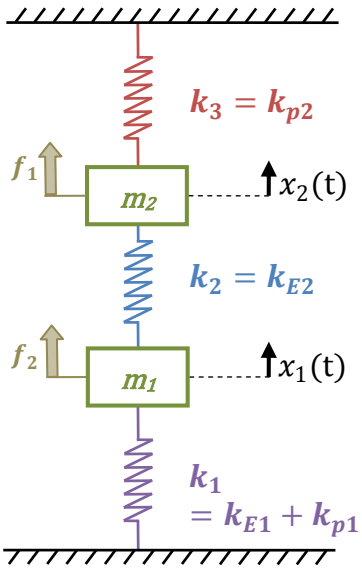


FIGURE 2.17 – *Modèle global d'un point de vue dynamique*

Pour le calcul des masses m_1 et m_2 deux cas extrêmes encadrant la réalité peuvent se présenter suivant la répartition de la masse dynamique de l'APA$_2$:

Cas A – L'APA$_2$ est considéré comme « libre-libre », donc avec une répartition de sa masse équivalente pour moitié de chaque côté de ses extrémités.

Cas B – $k_{1_{min}}$ étant supérieur à $k_{3_{max}}$ [15] l'APA$_2$ se comporte dans un régime plus proche de « bloqué-libre », avec une répartition de sa masse équivalente totalement sur m_2.

$$\textit{Cas A} \quad - \quad \begin{cases} m_1 = & m_{APA1_{dyn}} + m_{p1_{dyn}} + \frac{1}{2} m_{APA2_{dyn}} \\ m_2 = & \frac{1}{2} m_{APA2_{dyn}} + m_{p2_{dyn}} \end{cases}$$

$$\textit{Cas B} \quad - \quad \begin{cases} m_1 = & m_{APA1_{dyn}} + m_{p1_{dyn}} \\ m_2 = & m_{APA2_{dyn}} + m_{p2_{dyn}} \end{cases}$$

L'équation matricielle caractéristique de ce problème est de la forme :

$$[M] \cdot \left(\vec{X}^{(2)}\right) + [K] \cdot \left(\vec{X}\right) = \left(\vec{F}\right)$$
$$\begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \ddot{x_1} \\ \ddot{x_2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & -k_2 \\ -k_2 & k_2 + k_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \end{pmatrix} \tag{2.21}$$

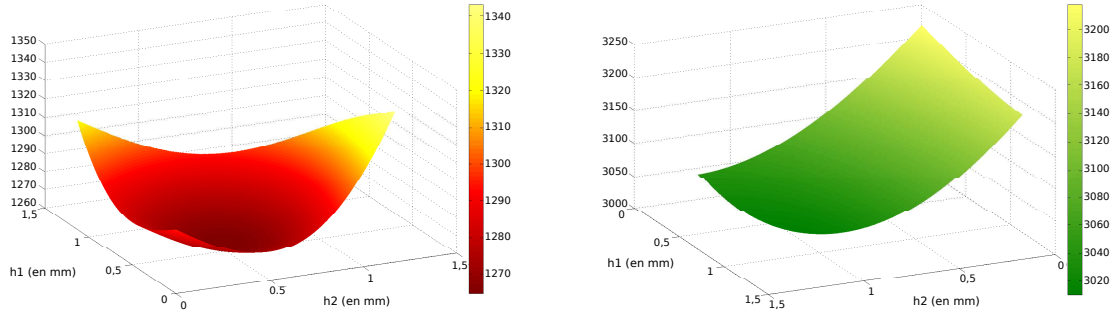
14. Le choix de k_E par par rapport à k_D se justifie par le fait que le calcul de ce modèle s'effectue pour le cas où les 2 APA seraient commandés.

15. $k_{1_{min}} = k_{E1} \simeq 1,485.10^6$N/m et $k_{3_{max}} = k_{p2_{max}} \simeq 1,87.10^5$N/m (cf. (2.13) p.24)

Les deux pulsations de résonance (ω_j) de ce système sont alors données par la recherche des valeurs propres de la matrice $\left[M\right]^{-1} \cdot \left[K\right]$ ($\lambda_j = {\omega_j}^2$), d'où :

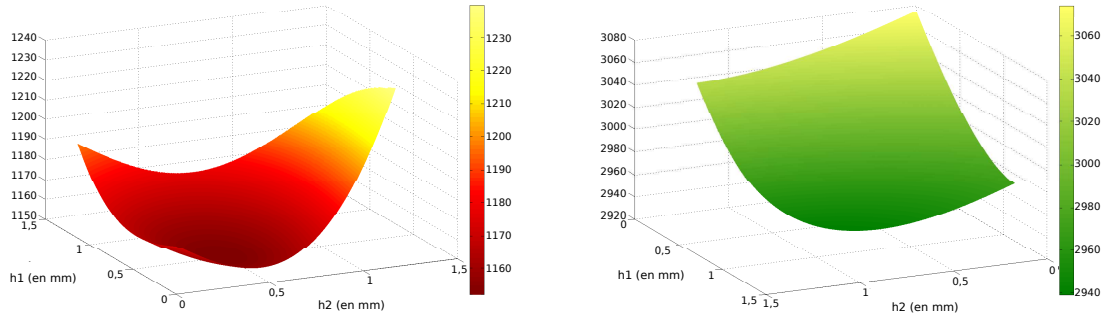
$$
\begin{aligned}
{\omega_{1,2}}^2 = & \frac{m_1 \cdot (k_2 + k_3) + m_2 \cdot (k_1 + k_2)}{2\, m_1 \cdot m_2} \mp \frac{1}{2\, m_1 \cdot m_2} \times \\
& \sqrt{\left(m_1 \cdot (k_2 + k_3) + m_2 \cdot (k_1 + k_2)\right)^2 - 4\, m_1 \cdot m_2 \cdot \left((k_1 + k_2)\,(k_2 + k_3) - {k_2}^2\right)}
\end{aligned}
\tag{2.22}
$$

Sur les figure 2.18 et figure 2.19 est représentée l'évolution des fréquences de résonance des deux modes de vibration du système (2.22) en fonction des hauteurs des poutres (h_{p1} et h_{p2}) sur l'intervalle défini par le critère statique (2.13). La figure 2.18 représente le premier cas de la répartition de masse dynamique équivalente, la figure 2.19 le second.



(a) 1er mode (b) 2nd mode

FIGURE 2.18 – *Évolution des fréquences de résonance des modes de vibration en régime libre en fonction de la géométrie des poutres — Masses du cas A*



(a) 1er mode (b) 2nd mode

FIGURE 2.19 – *Évolution des fréquences de résonance des modes de vibration en régime libre en fonction de la géométrie des poutres — Masses du cas B*

Sur les plages de valeurs considérées dans les deux cas, la première fréquence de résonance possède une valeur minimale 11 fois supérieure à la fréquence maximum de la bande passante du cahier des charges (*i.e. 100Hz*). Cet ordre de grandeur est satisfaisant pour le fonctionnement du MicroPos. De plus, la variation de cette fréquence, une fois le critère 1 de dimensionnement appliqué, est faible et ne présente donc pas d'intérêt quant au dimensionnement du système.

II.2 Instrumentation

Parmi les principales problématiques rencontrées pour ces applications de positionnement précis, et de façon intuitive, il est nécessaire de garantir la résolution attendue. Cette précision doit être maintenue tout au long de la chaine d'acquisition et de commande du système, des capteurs aux actionneurs. De façon duale, et dans la pratique en opposition, l'étendue de mesure est à traiter en parallèle pour garantir le bon fonctionnement. Autour de ces deux notions et des contraintes physiques qui en découlent, l'instrumentation peut être en grande partie définie. De plus, comme dans le cadre de l'électromécanique, un des objectifs de conception demeure l'obtention de conversions linéaires pour les différents éléments et en particulier dans leurs aspects dynamiques.

II.2.1 Capteurs

Comme rappelé dans l'introduction de cette partie, la recherche de la résolution attendue est une des caractéristiques majeures des capteurs utilisés pour le positionnement de précision. Une distinction apparaît quant à la nature de la mesure effectuée. S'il existe une référence, une mesure relative du déplacement ou de la vitesse entre deux éléments peut être effectuée, sinon seule une mesure inertielle de la vitesse ou de l'accélération est accessible.

L'utilisation de ces différents capteurs doit être compatible avec leur intégration dans une boucle de contrôle des différents systèmes. Notamment en ce qui concerne la résolution, les différents éléments de la boucle comme l'électronique du contrôleur et éventuellement l'électronique de conditionnement des signaux impliquent une résolution des capteurs inférieure à celle du cahier des charges des différents systèmes. A partir de ces considérations, l'objectif pour la résolution des capteurs a été fixé à un dixième de la résolution du système établie au cahier des charges. Néanmoins, pour le PiedNano cet objectif ne sera pas toujours réalisable. Enfin la résolution d'un capteur est limitée par son niveau de bruit et ce dernier augmente avec la taille de la bande passante. La résolution considérée n'est donc pas la résolution quasi-statique du capteur mais la résolution pour une bande passante $[0\,;\,f_c]$; la notation employée par la suite pour désigner cette résolution est « $Res.\ @f_c$ ».

II.2.1.a Capteurs capacitifs de déplacement

Dans le cadre de mesures de déplacements sub-micrométriques, les technologies sans contact apparaissent comme les plus adéquates pour obtenir des résolutions crête à crête $\leq 0,1\mu\mathrm{m}$. [16]. Ce type de mesure présente l'avantage de ne pas perturber le système dont le déplacement est mesuré. Dans cette gamme de résolution seuls quelques principes et technologies de mesures sont disponibles :

mesure capacitive : la mesure s'effectue en mesurant la capacité entre la cible et le capteur, cette capacité étant inversement proportionnelle à la distance les séparant ;

mesure par courants de Foucault : la génération de courants de Foucault dans la cible, électriquement conductible, est fonction de la distance entre le capteur et la cible ;

mesures optiques : plusieurs principes existent : la triangulation laser, l'interférométrie laser (vibromètre laser) et la mesure confocale à codage chromatique. L'interférométrie laser permet d'atteindre des résolutions subnanométriques à des fréquences élevées. Néanmoins le signal des interféromètres lors du conditionnement présente des propriétés peu compatibles avec des applications de régulation (retard, dérive lente du signal) [17].

16. Certains capteurs LVDT disponibles sur le marché atteignent des résolutions de $0,04$ µm pour une fréquence maximale d'environ 200 Hertz ce qui demeure insuffisant. Certaines jauges de déformations permettent également d'obtenir une information de déplacement précise mais nécessite l'accès à une pièce déformable lors du mouvementent (ex. l'actionneur) et une calibration. La mesure étant localisée, certains aspects dynamiques du système ne sont pas mesurables.

17. On trouve toutefois des applications de contrôle actif utilisant des interféromètres laser : soit avec une approche hybride, utilisant plusieurs capteurs, ou pour des essais de courtes durées [Ghoshal 00] soit dans une bande passante limitée (*i.e.* filtre

Le tableau 2.4 présente une synthèse des propriétés pour ces technologies et leurs ordres de grandeur disponibles.

Propriétés \ Technologies	Capacitif	Courants de Foucault	Triangulation laser	Confocale à codage chromatique
Résolution max	+++ (≈ 0,05 nm @1kHz)	+ (≈ 0, 12 µm @1kHz)	+ (≈ 0, 1 µm @2,5kHz)	++ (≈ 5 nm @1kHz)
Étendue de mesure	+	+	++	++
Mise en œuvre	+ (µm) / - (nm) (tout matériau [a] ; tolérencement de la position du capteur [b])	- (calibration ; amagnétique /magnétique)	++ (tout matériau)	+ (tout matériau)

a. légèrement conducteur électriquement pour capteur à une électrode
b. cf. paragraphe ii page ci-contre p.37

TABLEAU 2.4 – *Tableau comparatif des technologies pour des capteurs de déplacements sans contact disponibles au moment de la conception*

La technologie de capteur capacitif a été sélectionnée pour les deux applications envisagées bien que les justifications soient légèrement différentes (cf. i et ii page ci-contre). Comme son nom l'indique, la mesure de la distance, ou déplacement, se fait *via* la mesure d'une capacité. Les armatures du condensateur sont l'électrode de mesure du capteur et la pièce mobile. Si la distance d est suffisamment faible, la valeur de la capacité est donnée par la relation $C = \frac{\varepsilon_0 \cdot S}{d}$ où S représente la surface du capteur et ε_0 la permitivité de l'air. Afin de mesurer cette capacité, un champ électrique est créé entre les deux bornes de la capacité par un courant, ou une tension, alternative. La mesure de la capacité se fait alors par la mesure de la tension induite, respectivement du courant. La qualité de la mesure dépend de l'homogénéité des lignes de champ créées. Pour éviter les effets de bord, une seconde électrode de blindage est placée autour de l'électrode de mesure avec le même potentiel (cf. figure 2.20 page suivante). La résolution de ce type de capteur peut être directement liée à celle de la mesure électrique associée et donc au bruit de l'électronique la réalisant. De plus, afin de respecter les conditions de mesure, l'écart et le parallélisme entre le capteur et la cible doivent respecter des tolérances : une distance nominale et un angle maximal d'orientation entre les deux surfaces [18].

I MICROPOS

Plusieurs technologies de capteurs permettent d'obtenir les performances désirées. Le choix s'est porté sur des capteurs capacitifs Lion Precision C23-C associés à l'électronique de conditionnement Elite Series CPL190. Les performances sur une large bande passante (res_{C23-C}@15kHz = $0,1$ µm crête à crête pour une étendue de mesure de 250 µm– cf. annexe A.4 page 121) et la facilité de mise en œuvre de ce capteur relativement à son coût ont conduit à cette sélection. Concernant les tolérances de l'orientation du capteur par rapport à la cible, les spécifications permettent la conception d'un support de capteur à l'aide d'assemblages modulaires (cf. figure 1.5(a) page 10). Cependant, il faut veiller à ce que la structure de ce support ne possède pas de mode de vibration dans la bande passante de fonctionnement du système. Les vibrations du support dues à son excitation par le fonctionnement du système perturberaient la mesure. Un support de type poutre bi-encastrée a été conçu afin de rigidifier l'ensemble. Le parallélisme avec la cible est assuré *via* un pré-positionnement lié aux tolérances sur les éléments modulaires et un jeu de la pièce support du capteur permettant un ajustement final. Enfin, le réglage de la distance nominale (d_0 – milieu de la plage de mesure) entre le capteur et la cible ne présente pas non plus de difficulté

passe-bande) [Rodrigues 07] .
18. Dénommé souvent par son anglicisme « tilt ».

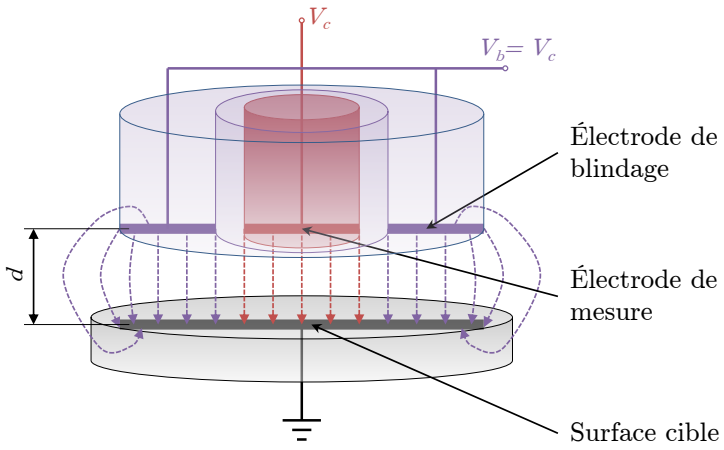


FIGURE 2.20 – *Principe de la mesure d'un capteur capacitif de déplacement*

particulière et peut être réalisé manuellement [19] grâce à un afficheur en façade du conditionneur ou bien à l'aide de la tension de sortie du capteur qui s'annule au milieu de la plage de mesure [20].

II PIEDNANO

Les capteurs capacitifs sont utilisés pour l'identification du modèle électromécanique du PiedNano (cf. section III.1.4 page 64 du chapitre III) et la correction de l'orientation de la plaque isolée. Dans les travaux présentés ici, il n'en n'est pas fait usage dans les boucles d'asservissements du système.

Lors de la recherche de l'existant en termes de capteurs de déplacement avec des résolutions sub-nanométriques, dédiés aux applications de contrôle, seule la technologie de capteur capacitif parait remplir les conditions requises. Parmi les configurations disponibles, la meilleure précision est obtenue avec l'utilisation d'un capteur à deux électrodes en vis-à-vis : une source et une cible solidaires respectivement de la partie fixe et de la partie en mouvement. Le capteur de Physik Instrument D-015 associé à l'électronique de conditionnement 509.CxA présente les meilleures spécifications disponibles pour l'application envisagée, bien que d'autres capteurs aient été considérés et expérimentalement testés (Micro-Epsilon CS005 avec l'électronique de conditionnement capaNCDT 6500 : $res_{\mu\varepsilon}$@1000Hz = $0,45$ nm).

La résolution théorique de ces capteurs est limitée en pratique par le niveau de bruit de l'électronique de conditionnement. Ce bruit est réparti sur la bande passante utilisée. Plus la bande passante est grande plus le niveau de bruit est élevé, et limite alors la résolution du capteur. Cette résolution est définie par l'équation (2.23). Elle est fonction du facteur de bruit de l'électronique ($N_f = 1.15\ \mu\mathrm{V}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$) multiplié par l'inverse de la sensibilité nominale du capteur D-015 ($S_{capa} = \frac{1}{1,5}\mathrm{V}/\mu\mathrm{m}$) afin d'obtenir une unité homogène à un déplacement, et dépend de la fréquence f_c qui détermine la largeur de la bande passante considérée. La figure 2.21 page suivante présente la résolution théorique en fonction de la bande passante utilisée pour le couple capteur D-015 électronique 509.CxA sélectionné. À titre de comparaison cette résolution pour le capteur MicroEpsilon est également indiquée.

$$res_{capa_{th}} @ f_c = N_f \cdot S_{capa} \cdot \sqrt{f_c} \tag{2.23}$$

Cette bande passante est limitée par un filtre passe-bas intégré au capteur et ajustable (0,3 ; 1,5 ou 3 kHz) ; l'ajout d'un filtre supplémentaire en sortie de capteur permet d'obtenir des réglages plus fins de cette fréquence.

19. La précision du geste d'une main est suffisante.
20. Une fois ce réglage fait, il est possible de redéfinir un autre « zéro » de manière électronique au niveau du conditionneur.

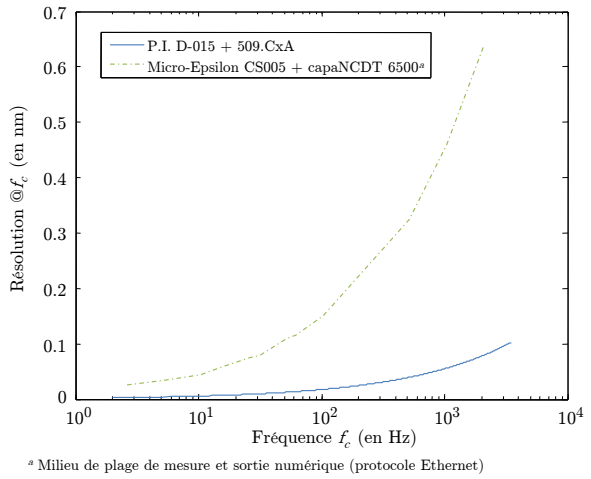
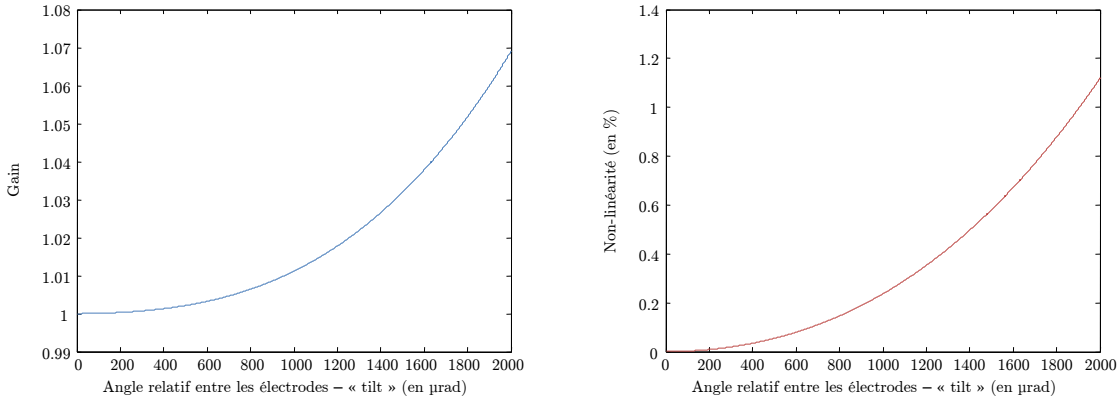


FIGURE 2.21 – *Résolution théorique d'un capteur capacitif en fonction de la bande passante considérée*

La linéarité et le gain du capteur sont fonction de l'angle d'orientation entre les deux électrodes (cf. figure 2.22). En particulier, le gain évolue rapidement pour de faibles valeurs de cet angle (de l'ordre de la centaine de µrad). La plage de mesure étant de 15 µm la position relative des deux électrodes est du même ordre de grandeur. Pour ce capteur la distance nominale d'écartement des deux électrodes est : $d_0 = 15\mu\mathrm{m}$ (milieu de la plage de mesure). Un système de positionnement et d'orientation relatif entre les deux électrodes est donc nécessaire.



(a) Gain (b) Linéarité

FIGURE 2.22 – *Influence de l'angle d'orientation entre les électrodes pour un capteur D-015*

Le support spécifique réalisé pour ces capteurs permet leur mise en position. Il est composé pour sa partie réglable d'une plaque en appui sur 3 ressorts réalisés à l'aide de rondelles élastiques (ou rondelle « Belleville »). La longueur d'un ressort ainsi formé est ajustée grâce à une vis de réglage à pas fin passant en son centre (cf. figure 2.23 page suivante). Le serrage, ou desserrage, des 3 vis permet ainsi à la plaque support de se déplacer suivant 3 degrés de libertés : 1 translation (verticale) et 2 rotations. Le réglage de la distance entre les deux électrodes est obtenu grâce à la translation et l'orientation grâce aux deux rotations.

Deux difficultés demeurent : quantifier l'écartement entre les deux électrodes ainsi que l'angle d'orientation pendant le réglage (respectivement de l'ordre de la dizaine de micromètres et du dixième de radian). L'encombrement et les surfaces accessibles ne permettent pas l'utilisation de moyens de me-

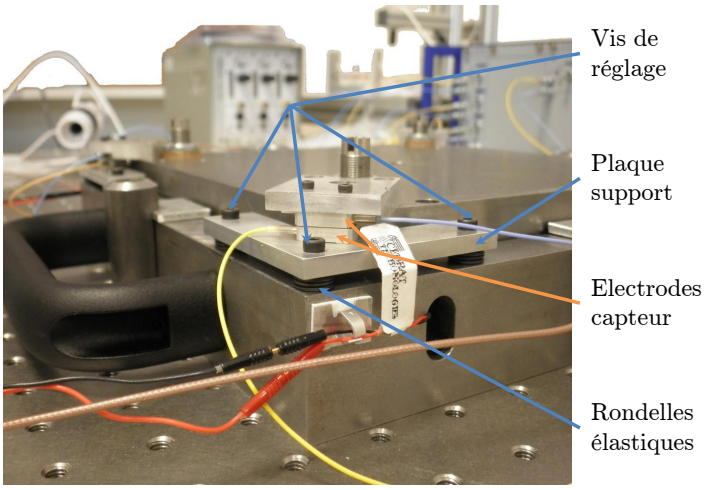


FIGURE 2.23 – *Support d'un capteur capacitif sur le PiedNano*

sure externes appropriés (Machine de Mesure Tridimensionnelle, Mesure optique confocale,etc.). Pour contourner cette contrainte, une procédure a été mise en place pour effectuer ces réglages. Elle s'appuie sur l'information délivrée par le signal du capteur :

- lorsque les électrodes sont parallèles la tension de sortie varie entre 0 et 10 V sur la plage de déplacement. La tension 5V représente alors le milieu de la plage de mesure ;
- si les électrodes entrent en contact le signal effectue un saut à la tension -1V.

Le principe général est de régler l'orientation du capteur afin de pouvoir balayer l'ensemble de la plage de mesure (*i.e.* la plage de tension [0 ; 10] V) sans entrer en contact lorsque le support est déplacé parallèlement. Lorsqu'il y a contact, l'orientation est modifiée en réglant une, ou deux, des trois vis de réglage. L'ensemble de l'opération s'effectue sous le contrôle visuel d'une caméra grossissante. Néanmoins, la géométrie de la plaque support et la disposition du capteur sur cette dernière conduisent à de fortes disparités sur l'influence des vis. La procédure demande un apprentissage de la part de l'opérateur et présente des temps de réglage relativement importants par capteur [21] [22].

En prenant en compte la géométrie des électrodes (cf. Annexe A.5 page 123), et en considérant la mesure comme représentative de la position du centre de l'électrode, l'angle d'orientation maximal s'estime à environ 1900 µrad. En se reportant à la figure 2.22(a) page précédente cela conduit à une erreur d'environ 6 % sur le gain. Des tests expérimentaux ont été menés pour vérifier la reproductibilité du réglage :

Test 1 les 4 capteurs ont été réglés et démontés plusieurs fois de suite à une position donnée correspondant à un couple actionneur/capteur : les gains quasi-statiques (@5Hz) ont été mesurés à chaque fois ;

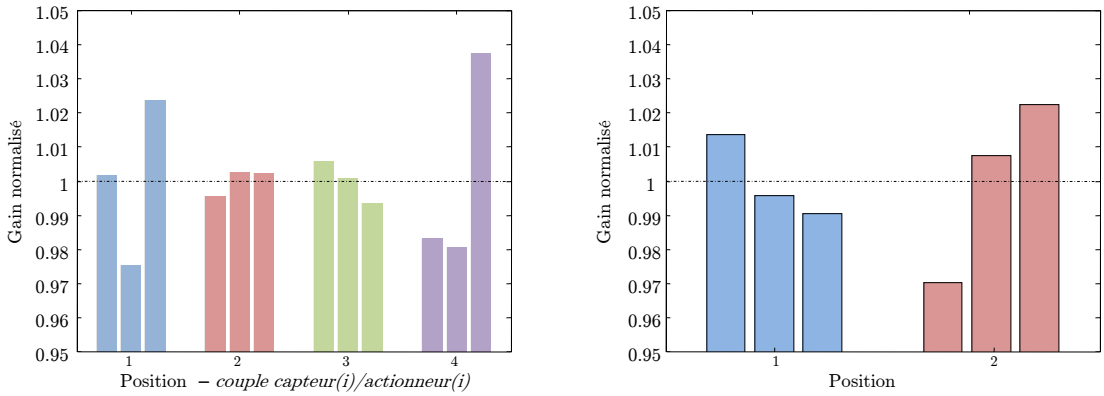
Test 2 deux capteurs ont été permutés sur une même position (*i.e.* un même actionneur) afin de mesurer le même gain.

Du fait du temps de réglage important, ces opérations n'ont pas été répétées un grand nombre de fois et la taille des échantillons reste modeste (12 réglages pour le test 1 et 6 réglages pour le 2). La figure 2.24 présente les résultats de ces deux tests. Pour chaque position le gain a été normalisé par sa valeur moyenne. Pour chaque test, deux types de différences peuvent être étudiées :

l'écart à la valeur moyenne : maximum 3,7% pour le test 1 – position 4 et maximum 2,25% pour le test 2 – position 2

21. 10-20 min pour un opérateur confirmé ; 30min-1h pour un opérateur débutant.
22. L'état de surface des électrodes étant un élément de la qualité de la mesure de ces capteurs, il faut veillez à ne pas forcer les contacts entre les électrodes.

l'écart entre deux réglages : maximum 5,75% pour le test 1 – position 4 et maximum 5,4% pour le test 2 – position 2



(a) Test 1 (b) Test 2

FIGURE 2.24 – *Test de reproductibilité des réglages via leur influence sur le gain*

Les capteurs ainsi mis en œuvre peuvent être considérés comme justes à environ 6%.

II.2.1.b Mesure inertielle : Accéléromètre — Géophone

En ce qui concerne la stabilisation du PiedNano, il n'existe pas directement de références accessibles pour le système, une des perturbations majeures étant le mouvement du sol. Une alternative consiste à mesurer des mouvements relativement à une référence interne au capteur – une masse « sismique » pour la mesure inertielle. L'information mesurée sur le mouvement peut être de deux natures : la vitesse ou l'accélération. La gamme de mesure cible pour le PiedNano est celle des mouvements du sol. Dans le cadre de la sismologie de nombreux capteurs ont été développés pour la mesure précise des nano-déplacements du sol. L'ouvrage collectif sur les pratiques d'observation en sismologie, régulièrement renouvelé, consacre un chapitre sur les différents types de capteurs et leur calibration [Wielandt 12]. Parmi les différents moyens de mesure disponibles, il existe en particulier des accéléromètres sismiques et des vélocimètres, spécifiques à certaines études sismologiques, dénommés géophones.

Ces capteurs possèdent un fort gain et un faible bruit. Ces caractéristiques sont liées à la nature des déplacements mesurés : les déplacements d'amplitude nanométrique à basse fréquence vont produire de faibles vitesses, *a fortiori* de faibles accélérations. Inversement, à plus haute fréquence les accélérations seront plus facilement mesurables que les vitesses [23]. On retrouve globalement ces caractéristiques sur les capteurs associés. Les géophones auront généralement une réponse plus basse fréquence que les accéléromètres et inversement les accéléromètres sismiques seront capables d'effectuer des mesures à plus haute fréquence.

Toutefois, ces performances sont également influencées par les différentes technologies de réalisation de ces capteurs. Les accéléromètres sismiques sont principalement de type piézoélectrique à mode de flexion [24]. La masse sismique entraîne une flexion de l'élément piézoélectrique produisant alors une charge électrique à ses bornes *via* les contraintes mécaniques ainsi créées (l'élément piézoélectrique peut également jouer le rôle de masse sismique – cf. figure 2.25 page ci-contre). Ce type d'accéléromètre permet d'obtenir de grandes sensibilités et un bruit plus faible [Wlodkowski 01, Deng 04, Zou 06]. En contrepartie, ils présentent une grande fragilité aux chocs et une sensibilité aux champs magnétiques.

23. La vitesse est une fonction proportionnelle à la pulsation du déplacement et à son amplitude ; l'accélération est une fonction proportionnelle au carré de la pulsation et à l'amplitude du déplacement.

24. Les 3 types d'accéléromètres piézoélectriques sont à mode de compression, mode de cisaillement et mode de flexion.

L'électronique pour la mesure de la charge aux bornes de l'élément piézoélectrique possède un filtre passe-haut qui limite la bande passante en basse fréquence.

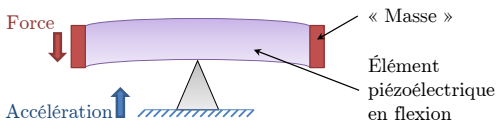


FIGURE 2.25 – *Principe de fonctionnement d'un accéléromètre à mode de flexion*

Les vélocimètres sismiques « large bande » sont généralement constitués d'une masse sismique asservie par un actionneur électromagnétique exerçant un effort pour la maintenir immobile [Wielandt 12]. La mesure de la position de la masse sismique peut se faire soit par des capteurs à inductance soit par des capteurs capacitifs. La vitesse mesurée se déduit de signaux de la boucle d'asservissement comme représenté sur la figure 2.26. Du fait des matériaux utilisés, ces vélocimètres sont sensibles aux champs magnétiques et ceci particulièrement dans les basses fréquences [Forbriger 10].

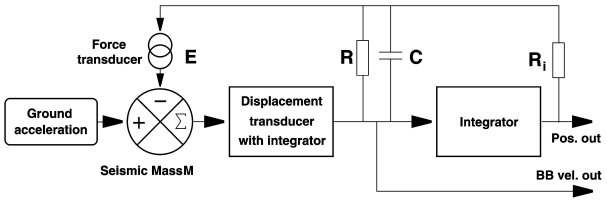


FIGURE 2.26 – *Principe de la mesure de vitesse d'un vélocimètre sismique asservi – [Wielandt 12]*

Ces sensibilités aux champs magnétiques pour les deux types de capteurs présentés sont potentiellement gênantes dans des environnements accélérateurs, spécifiquement à proximité de quadrupôles. Bien que moins diffusée, une dernière technologie de capteurs sismiques peut pallier cet inconvénient : les vélocimètres électrochimiques [Wielandt 12, P.M.D. Scientific 06] où un liquide électrolytique dans un tube sert de masse sismique. Les variations de déplacement du liquide sont mesurées au travers d'un maillage de fines électrodes. Leur principal inconvénient demeure des courbes de réponses non linéaires complexes à obtenir [Wielandt 12, Bolzon 07].

De précédents travaux autour de ce projet se sont portés sur la mesure inertielle de très faibles déplacements et différents capteurs sismiques ont été acquis au sein de l'équipe [Bolzon 07, Geffroy 08]. Le tableau 2.5 page suivante les recense.

Il existe un développement continue de ce type de capteur. Les développements portent principalement sur le bruit, donc la résolution, en ce qui concerne les accéléromètres [Levinzon 04]. L'augmentation de la bande passante est un axe de ce développement pour les géophones et les accéléromètres. Les constructeurs sur ce marché modifient leur capteurs régulièrement, proposent de nouvelles options et sont ouverts au développement spécifiques (cas du Wilcoxon731a en 2012, de Güralp Systems, etc.). De plus, il existe un besoin spécifique dans le domaine des accélérateurs soit en terme d'environnement (radiation, champs magnétiques intenses), soit en terme de performances ou encore en terme d'intégration de ces capteurs dans des boucles de contrôle. Cette dernière caractéristique n'est d'ailleurs pas une problématique traitée lors de la conception de ces capteurs destinés généralement à de la mesure sismique. Leurs propriétés telles que leurs fonctions de transfert et leurs retards peuvent cependant s'avérer gênantes dans des applications asservies. Ces contraintes conduisent régulièrement à de nouveaux développements de capteurs spécifiques pour les accélérateurs. Par exemple le SP500 est issu d'une collaboration entre SLAC National Accelerator Laboratory et P.M.D Scientific. Un capteur inertiel pour une application de contrôle actif de vibration à SLAC National Accelerator Laboratory [Frisch 03] a été également réalisé.

Dans le cadre de ce projet, il n'existe pas de capteur idéal pour l'application envisagée. La bande

(a) Géophones

Type de capteur	**Géophone** *électromagnétique*		*électrochimique*
Désignation	GÜRALP SYSTEM – CMG-40T [Güralp 12]	GÜRALP SYSTEM – CMG-6T [Güralp 12]	P.M.D. Scientific – SP500 [P.M.D. Scientific 06]
Sensibilité	2×800 V/m.s^{-1} [a] (différentiel)	2×1200 V/m.s^{-1}(différentiel)	2000 V/m.s^{-1}
Bande passante (±3dB)	$[0,033; 50]$ Hz	$[0,1; 100]$ Hz	$[0,017; 75]$ Hz [a]
Bruit équivalent	2.5nm.s$^{-2}/\sqrt{\text{Hz}}$	2.5nm.s$^{-2}/\sqrt{\text{Hz}}$	0,2 nm/$\sqrt{\text{Hz}}$ (à 1 Hz)
Particularité	Tri-axes	Tri-axes	« Insensible » aux champs magnétiques et radiations
Dimensions	⌀154 mm × 207 mm	⌀150 mm × 207 mm	50 × 100 × 150 mm
Poids	2,49 kg	2,49 kg	0,75 kg
Représentation			

a. En option par rapport aux caractéristiques catalogue

(b) Accéléromètres sismiques

Type de capteur	**Accéléromètre piézoélectrique** *à mode de flexion*		*cisaillement*
Désignation	ENDEVCO – 86 [Endevco 12] [a]	WILCOXON – 731a [b] [Wilcoxon 09]	PCB Piezotronics – 393B12 [PCB 12]
Sensibilité	10,19 V/m.s^{-2}	10,19 V/m.s^{-2}	10,19 V/m.s^{-2}
Bande passante (±3dB)	$[0,003; 200]$Hz	$[0,05; 500]$Hz	$[0,05; 4000]$Hz
Bruit spectral électronique	(µm.s$^{-2}/\sqrt{\text{Hz}}$)	(µm.s$^{-2}/\sqrt{\text{Hz}}$)	(µm.s$^{-2}/\sqrt{\text{Hz}}$)
à 1 Hz	0,38	-	12,7
à 2 Hz	-	0,29	-
à 10 Hz	0,11	0,098	3,1
à 100 Hz	0,039	0,039	1,3
Dimensions	⌀65 mm × 72,5 mm	⌀62 mm × 74 mm	⌀30,2 mm × 55,6 mm
Poids	0,77 kg	0,78 kg	0,21 kg
Représentation			

a. L'accéléromètre présenté dans [Levinzon 08] correspond au modèle ENDEVCO86
b. version 2009

TABLEAU 2.5 – *Tableau des différents capteurs inertiels disponibles*

passante (cas des géophones) et/ou la résolution en basse fréquence (cas des accéléromètres sismiques) n'est pas entièrement satisfaisante. Pour ces travaux, il a été décidé de faire avec l'existant disponible au sein de l'équipe. Les capteurs Güralp – CMG-40T, CMG-6T, et Wilcoxon – 731a sont apparus comme les meilleurs candidats respectivement pour les basses et hautes fréquences [25]. Cependant une veille technologique est effectuée pour ce type de capteurs dans les équipes travaillant dans le domaines des accélérateurs [Collette 11a]. Début 2013, il est envisagé au CERN ainsi qu'au sein de Lavista le développement de capteurs spécifiques pour le projet CLIC.

II.2.2 Chaine de commande / Acquisition

Le PiedNano et le MicroPos sont des systèmes asservis. Pour le développement et la validation expérimentale des algorithmes de commande, un système de prototypage rapide de loi de commande est nécessaire. Dans une approche globale, ce système est composé d'un calculateur numérique – qui offre une grande flexibilité – et de différentes interfaces d'entrées/sorties. Pour les deux prototypes, les signaux de commande et de mesure matériels étant des signaux analogiques, les interfaces avec le calculateurs devront donc effectuer des conversions analogique numérique en entrée et numérique analogique en sortie. Comme précédemment, les critères de dimensionnement des interfaces sont de propager la résolution et l'étendue à travers la conversion ainsi que l'aspect fréquentiel à travers les vitesses d'échantillonnage. Ce dernier critère fréquentiel est également un élément participant au choix du calculateur. A partir du choix des convertisseurs analogique numérique (CAN) et numérique analogique (CNA), et de leur paramètres, les signaux des différents capteurs, ou commandant les actionneurs, peuvent éventuellement nécessiter un conditionnement ou traitement afin qu'il n'y ait pas de dégradation de l'information utile lors de cette étape.

II.2.2.a Système de prototypage rapide – CAN CNA

Au sein du laboratoire SYMME, le développement des algorithmes de contrôle se fait sous l'environnement MATLAB/Simulink. Afin de valider expérimentalement ces lois de commandes, une solution adéquate doit s'interfacer avec cet environnement de développement et en réaliser une transcription rapide. De plus, pour des questions de flexibilité et de performances, un calculateur cible dédié est également à préconiser. Plusieurs dispositifs répondant à ces critères existent. Ils ont pour point commun de se présenter sous un environnement logiciel auquel s'adapte une architecture matérielle spécifique aux besoins (interfaces, puissance de calcul,...). Les solutions les plus répandues répondant à ces critères sont xPC Target de la société MathWorks éditrice de MATLAB, des dispositifs National Instrument qui offrent la possibilité d'intégrer des fonctions MATLAB dans leur environnement Labview [Salzmann 00] et des matériels dSPACE qui, comme pour xPC target, offrent un fort niveau d'intégration de l'environnement MATLAB/Simulink.

Le laboratoire SYMME est équipé d'un système dSPACE DS1103-v09. Un des avantages est l'intégration optimisée de nombreux solveurs présents dans Simulink. Cela permet un transfert aisé des modèles créés vers un fonctionnement temps-réel en simplifiant les étapes de discrétisation pour de nombreux cas. La compatibilité de ce dispositif avec les applications envisagées a donc été étudiée.

Du point de vue de la fréquence d'échantillonnage, les CAN et CNA de la DS1103 ont respectivement un temps de conversion de $800\ \mathrm{ns}$ et un temps d'établissement de $5\ \mu\mathrm{s}$. Ce paramètre n'est pas le seul à prendre en compte pour déterminer le pas de temps de la DS1103 lors du fonctionnement. Le temps d'exécution d'un pas de calcul dépend de la charge demandée au processeur et en particulier de la complexité de l'algorithme ou de son modèle associé. En pratique, des temps d'exécution (gestion des interfaces inclue) de $10\mu\mathrm{s}$, soit 100 kHz sont envisageables mais cette fréquence peut rapidement diminuer suivant les applications. Ce point est donc à vérifier au cas par cas.

25. Un vieillissement des capteurs SP500 a fait apparaître une forte dégradation de leurs performances.

L'autre aspect à vérifier concerne la quantification du signal. Les CAN et CNA de la DS1103 sont des cartes avec 16 bits de résolution pour une amplitude $\pm 10V$ et possédant un rapport signal sur bruit (SNR) $\geq$83 dB à 10 kHz. L'hypothèse adoptée pour ce dimensionnement est d'exprimer ce SNR sous la forme d'un rapport signal sur bruit d'un quantificateur idéal sur n_i bits (SNR_{Qi}) grâce à l'équation (2.24) [Maxim Integrated 01] [26]. Le nombre de bits « vrais » pour la quantification de cette carte est donc 13,5 (n_i=13,5) .

$$SNR_{Qi}\ [\text{dB}] = 20 \cdot \log\left(2^{n_i}\right) + 20 \cdot \log\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\right) \tag{2.24}$$

Ce nombre de bits est ensuite comparé au nombre de bits nécessaires (n_k) pour quantifier le rapport entre étendue et résolution des 2 différents systèmes grâce à l'équation (2.25)

$$\frac{\Delta Amp.}{\Delta Res.} = 2^{n_k} \tag{2.25}$$

Pour le MicroPos l'étendue est de $100\ \mu\text{m}$ pour une résolution de mesure de 0,1 μm. Le nombre de bits nécessaires pour quantifier est donc de 10 (n_k=10). Ce nombre étant inférieur au n_i de la DS1103, celle-ci est en mesure de pouvoir quantifier correctement les signaux pour le MicroPos.

Pour le PiedNano la logique adoptée est un peu différente : connaissant l'étendue maximale (donnée par l'étendue des actionneurs : $1,93\ \mu\text{m}$), la résolution quantifiable est déterminée. En remplaçant n_n par n_i dans l'équation (2.25), pour le PiedNano la résolution quantifiable est de 0,16 nm crête à crête soit 0,052 nm[rms]. Au cours de ces travaux, pour le PiedNano, la solution de commande adoptée a été remplacée par un autre modèle dSPACE : DS1006. Les interfaces CAN et CNA sont des cartes modulaires respectivement les cartes dS2004 et dS2102-v05 qui possèdent une amplitude de quantification paramétrable ($\pm 10V$ avec un $SNR \geq 85$ dB ; $\pm 5V$ avec un $SNR \geq 83$dB ; $[0;10]$V avec un $SNR \geq 83dB$ pour la dS2102-v05). Le même raisonnement avec ce système de contrôle conduit à une résolution de 0,13 nm crête à crête soit 0,047 nm[rms] (cas du meilleur SNR). Par la suite, la solution utilisée sera précisée lorsque cette dernière pourra avoir une influence sur les résultats.

Ces valeurs sont les caractéristiques nominales des différentes cartes. Toutefois, ces raisonnements impliquent une utilisation pleine échelle des CNA et CAN pour les différents prototypes, ce qui nécessite une adaptation des niveaux des signaux ou dans le cas contraire une perte de résolution.

II.2.2.b Conditionnement des signaux

La conversion analogique numérique nécessite l'utilisation d'un filtre anti-repliement afin de respecter le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon. L'ensemble des capteurs utilisés intègre soit explicitement des filtres passe-bas paramétrables, soit leur réponse se comporte comme un filtre passe-bas (cf. modèles présentés à la section III.1.3 page 59 du chapitre III). En fonction de la fréquence d'échantillonnage adoptée il n'est donc pas toujours nécessaire d'ajouter un filtre anti-repliement avant l'échantillonnage des différents capteurs.

Les étapes de quantification nécessitent l'adaptation des niveaux des signaux analogiques afin d'utiliser au mieux la pleine échelle des différents convertisseurs et ainsi obtenir les meilleures résolutions. La stratégie opérée a été d'ajuster le niveau équivalent de tension de la résolution souhaitée au quantum de tension du convertisseur ($\Delta V_{C.res}$). Ce niveau est défini en considérant son nombre de bits « vrai » n_i, et sa plage tension $[V_{C.min}; V_{C.max}]$ (cf. équation (2.26)).

$$\Delta V_{C.res} = \frac{V_{C.max} - V_{C.min}}{2^{n_i}} \tag{2.26}$$

Si ce réglage entraine une incompatibilité sur l'étendue, cette dernière peut le cas échéant être tronquée ou, suivant les cas d'utilisation, un compromis peut être réalisé. Le tableau 2.6 page 46 précise pour les

26. [Maxim Integrated 01] : Cette note technique concerne les CNA et récapitule leurs différents paramètres. Elle est également référencée dans la documentation de la DS1103 concernant l'interprétation des paramètres de ses interfaces.

deux prototypes les niveaux de tension des différents signaux et les réglages adoptés. Pour le PiedNano ces réglages proviennent souvent de compromis et de l'expérience pratique [27]. L'ensemble des amplifications effectuées est réalisé par des filtres/amplificateurs d'instrumentation paramétrables Krohn-Hite 3384. Les principales caractéristiques de ce matériel sont : un couplage AC/DC à 0,16 Hz en entrée ; un filtre du 8ème ordre, passe-haut ou passe-bas – Buterworth ou Bessel, réglable entre 0,1 et 200 kHz ; un gain en entrée ajustable entre 0 et 50dB ainsi qu'un gain en sortie entre 0 dB et 20 dB. Les entrées peuvent être en mode commun ou différentiel comprises entre ± 10 V crête à crête, les sorties sont également comprise entre ± 10 V. Le filtre du 8ème ordre entraine de forts déphasages jusqu'à une décade avant leur fréquence de coupure et sont peu adaptés à l'utilisation dans les boucles d'asservissement du PiedNano. Ces derniers n'étant pas désactivables, ils sont réglés à 200 kHz pour ne pas influencer les fréquences d'intérêt.

27. Les performances des CNA et CAN se sont trouvés meilleurs que leur caractéristiques théoriques prises en compte pour ce modèle

(a) MicroPos

Type capteur / actionneur	**Paramètres capteur / actionneur**		**Paramètres convertisseur**	**Adaptation**
	Sensibilité / étendue	Résolution cible	*(DS1103)*	
Lion Precision C23-C – CPL190	$0,08\ \mathrm{V/\mu m}$ $[-10;10]\mathrm{V}$	*0,1* $\mu\mathrm{m}$ $\Rightarrow 8\ \mathrm{mV}$	$V_{C.res}$=$1,7\ \mathrm{mV}$ $[-10;10]\mathrm{V}$	Aucune *(Étendue et résolution compatibles)*
Amplificateur LA75B + APA100M	$0,085\ \mathrm{V/\mu m}$ [a] $[-1;7,5]\mathrm{V}$	*0,1* $\mu\mathrm{m}$ $\Rightarrow 8,5\ \mathrm{mV}$	$V_{C.res}$=$1,7\ \mathrm{mV}$ $[-10;10]\mathrm{V}$	Aucune *(Étendue et résolution compatibles)*

a. Modifiée par l'intégration dans le système

(b) PiedNano

Type capteur / actionneur	**Paramètres capteur / actionneur**		**Paramètres convertisseur**	**Adaptation / Estimation**
	Sensibilité / étendue	Résolution cible		
Physik Instrument D-015 – 509.CxA	$0,667\ \mathrm{V/\mu m}$ $[0;10]\mathrm{V}$	*0,1* nm $\Rightarrow 66,7\ \mu\mathrm{V}$	*(DS1103)* $V_{C.res}$=$1,7\ \mathrm{mV}$ *(DS2004)* $V_{C.res}$=$1,337\ \mathrm{mV}$ $[-10;10]\mathrm{V}$	Gain = $\times 10$ (+20dB) / étendue= 1,50 $\mu\mathrm{m}$ res. $\lessapprox$ 0,2nm[C-C]
WILCOXON – 731a	10,19 $\mathrm{V/m.s^{-2}}$ $[-10;10]\mathrm{V}$		*(DS2004)* $V_{C.res}$=$0,867\ \mathrm{mV}$ $[-5;5]\mathrm{V}$	Gain = +32dB
GÜRALP SYSTEM – CMG-40T	2×800 $\mathrm{V/m.s^{-1}}$ $[-10;10]\mathrm{V}$		*(DS2004)* $V_{C.res}$=$0,867\ \mathrm{mV}$ $[-5;5]\mathrm{V}$	Gain = +32dB
GÜRALP SYSTEM – CMG-6T	2×1200 $\mathrm{V/m.s^{-1}}$ $[-10;10]\mathrm{V}$		*(DS2004)* $V_{C.res}$=$0,867\ \mathrm{mV}$ $[-5;5]\mathrm{V}$	Gain = +32dB
Amplificateur LA75B + PPA10M	$4,4041\ \mathrm{V/\mu m}$ [a] $[-1;7,5]\mathrm{V}$	*0,1* nm $\Rightarrow 0,44\ \mathrm{mV}$ [b]	*(DS2102)* $V_{C.res}$=$0,867\ \mathrm{mV}$ $[0;10]\mathrm{V}$	Aucune [c] / res. $\approx$ 0,2nm[C-C] $\approx$ 0,07nm[rms] étendue$\approx$ 1,70 $\mu\mathrm{m}$

a. Modifiée par l'intégration dans le système

b. Le rapport signal sur bruit typique de l'amplificateur LA75B est de 85 dB sur sa plage tension ce qui conduirait à une tension minimale estimée en entrée d'environ $0,48\ \mathrm{mV}$.

c. La carte DS2102 est paramétrée sur son mode [0 ;10V].

TABLEAU 2.6 – *Adaptation des différentes tensions analogiques aux convertisseurs*

II.3 Conclusion

Pour des applications de précision, la résolution se situe au cœur du processus de conception. La problématique de la dualité avec l'étendue de fonctionnement se retrouve renforcée par le choix d'intégrer un maximum d'éléments « standards » dans les dispositifs. Ce choix gouverné d'une part par les moyens disponibles l'est également par la finalité à terme de produire plusieurs dispositifs similaires, pour le projet CLIC notamment.

Un des objectifs sous-jacent de la démarche proposée est de limiter les non-linéarités dans le fonctionnement des systèmes pour en simplifier le contrôle. Ce fait s'illustre particulièrement dans l'approche fréquentielle de la conception des dispositifs. La recherche d'une simplicité apparente des solutions adoptées y contribue également. Cette simplicité permet d'assurer une certaine fiabilité dans la réalisation des choix de conception. La fabrication est facilitée et en conformité avec les souhaits du concepteur. La maîtrise des paramètres influents et leurs dispersions, est également augmentée et contribue à la robustesse de fonctionnement des dispositifs.

Pour les deux prototypes, les différents choix et leurs réalisations pratiques demandent à être validé expérimentalement. Des améliorations pour un fonctionnement optimal peuvent résulter de ces essais.

3

COMPORTEMENT EN BOUCLE OUVERTE ET MODÉLISATION

Sommaire

Les prototypes réalisés, leur fonctionnement, les intentions de conception, et les performances définies doivent être dans un premier temps validés. Cette validation a pris la forme d'essais expérimentaux pour mettre en évidence les différents comportements des systèmes. Des modifications peuvent en résulter afin d'optimiser ce fonctionnement que ce soit en matière de performance ou de fiabilité. De plus, certains modèles de conception sont sciemment simplificateurs. L'accumulation de ces approximations, et la vérification partielle de certaines hypothèses peuvent engendrer un comportement réel éloigné de celui attendu. A cette fin, la modélisation des comportements observés contribue à cette optimisation : les paramètres influents peuvent être mieux définis et les évolutions, suite aux modifications et réglages, identifiées. Ce processus itératif a été particulièrement présent pour le PiedNano, où la recherche de hautes performances nécessite un fonctionnement optimal de l'ensemble des composants du système.

Une des attentes majeures de ce projet est la démonstration expérimentale des performances. La vérification en boucle ouverte des performances de chaque élément constitue une étape préalable et participe à la validation expérimentale attendue. En termes de modèle et de validation expérimentale, les aspects étudiées sont la réponse dynamique – *i.e.* les aspects fréquentiels – et les non-linéarités en particulier les effets d'hystérésis des actionneurs piézoélectriques. Pour le PiedNano, les caractéristiques de résolutions, critiques, sont également abordées au travers des études du rapport signal sur bruit.

Les MicroPos et PiedNano se décomposent en sous-systèmes ayant des principes et des natures physiques différents. Plutôt qu'une approche globale, le modèle des deux prototypes est reconstruit à partir

de la modélisation des différents sous-ensembles. Les modèles identifiés se rapprochent des caractéristiques physiques des éléments ; l'identification des paramètres et leur interprétation en sont facilitées. Les erreurs commises sur chaque modèle s'accumulant, le modèle général reconstruit n'est pas nécessairement meilleur qu'un modèle identifié globalement. Toutefois, qualitativement, cette démarche apporte une plus grande connaissance des systèmes. Certains couplages, interactions et causes d'un évènement de la réponse peuvent être mis en évidence .

Le modèle reconstruit peut également présenter un nombre important de paramètres. Cette complexité n'est pas toujours appropriée suivant l'utilisation, notamment pour la synthèse de loi de commande. Des réductions de modèle, ou simplifications, peuvent alors être opérées. La validité des résultats obtenus est ensuite testée par simulation avec le modèle global complexe avant l'utilisation réelle de ces résultats. Les modèles identifiés ont donc deux utilisations : des modèles de simulation et des modèles de synthèse de lois de commandes.

Le plan de ce chapitre suit la démarche énoncée et comporte une première phase de modélisation et d'identification des différents sous-ensembles des prototypes. Puis une validation de ces modèles est effectuée par comparaison avec le fonctionnement global du système étudié.

III.1 Identification des sous-parties

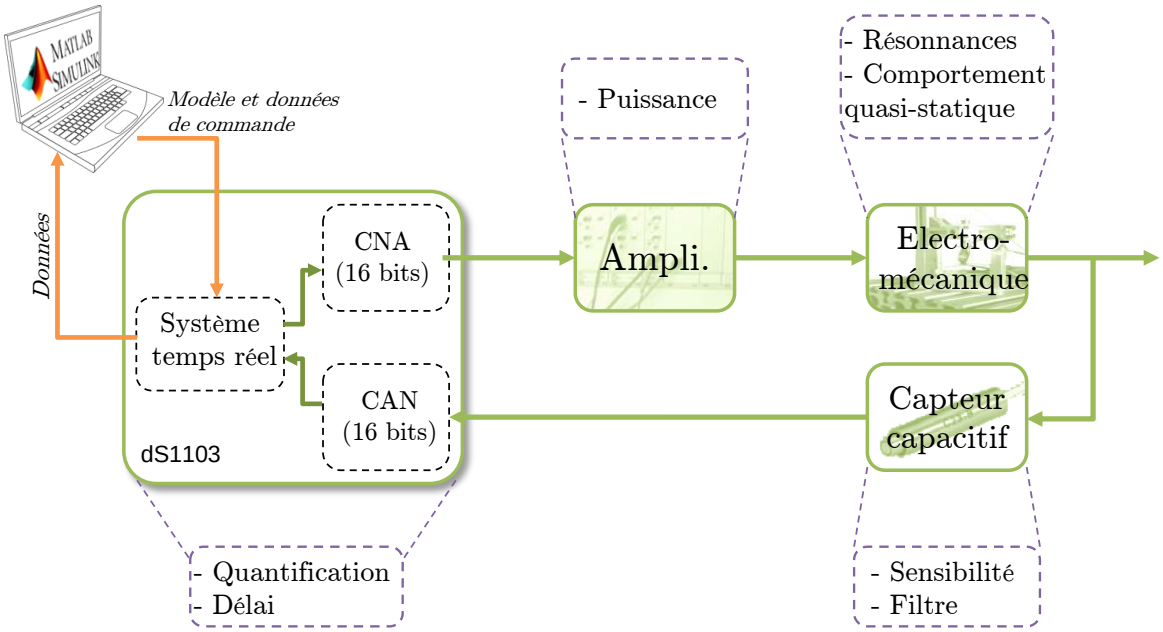
La détermination des sous-ensembles des systèmes se fonde sur leurs distinctions physiques et matérielles. La figure 3.1 page suivante présente les subdivisions adoptées pour les deux prototypes étudiés :

- une solution dSPACE de prototypage temps réel des contrôleurs avec des CNA pour la génération des signaux de commande et des CAN pour l'acquisition des signaux issus des différents capteurs ;
- des amplificateurs des signaux de commande afin d'adapter la tension et fournir la puissance nécessaire aux différents actionneurs ;
- un système électromécanique composé d'actionneurs piézoélectriques intégrés dans une structure mécanique ;
- des capteurs mesurant les mouvements produits par l'ensemble électromécanique – la mesure pouvant se faire en termes de déplacement, vitesse ou accélération ;
- *pour le pied nano*, des amplificateurs d'instrumentation afin d'adapter les niveaux de tension provenant des capteurs avant leur acquisition.

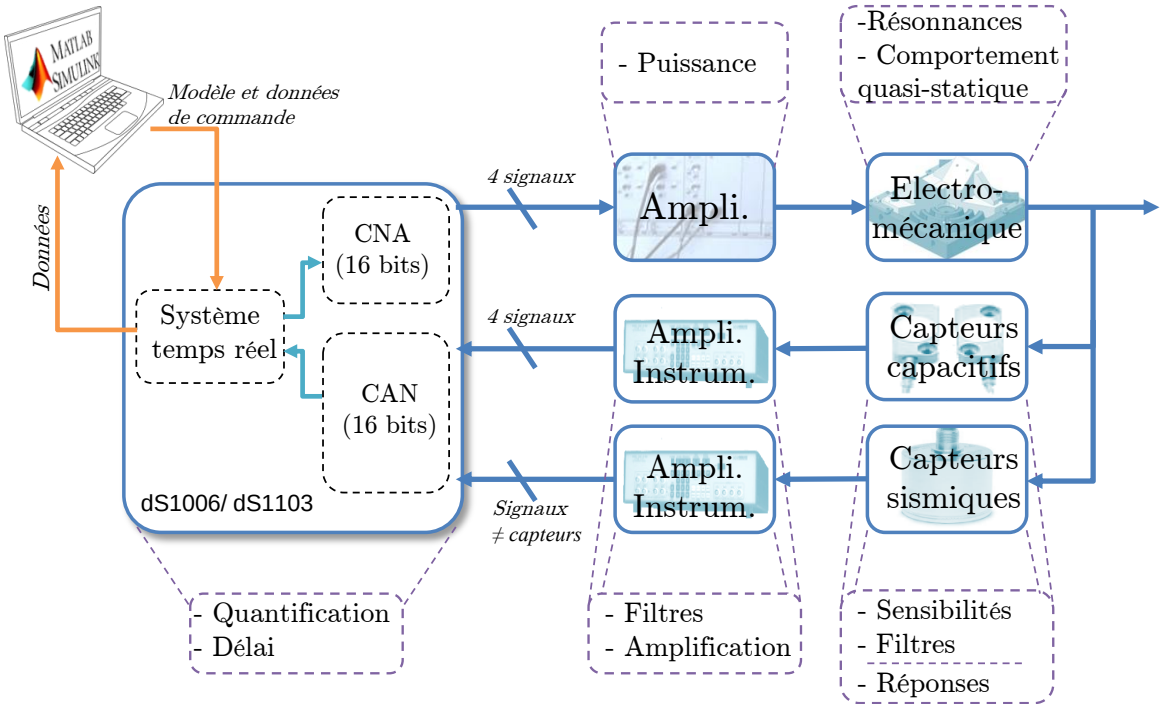
Un modèle préalable pour chacun des éléments est établi. Le processus d'identification consiste à évaluer le jeu de paramètres associé à ce modèle. Lorsqu'elles sont disponibles, les caractéristiques techniques ou de calibration constructeur permettent d'enrichir les connaissances *a priori* des modèles et des paramètres associés. Cependant, les identifications réalisées s'appuient essentiellement sur des essais pour, dans un premier temps, confirmer la validité des comportements prédéfinis, puis venir identifier les paramètres manquants.

Le protocole expérimental pour l'identification nécessite l'utilisation des éléments des systèmes : les réponses sont mesurées par les capteurs, la génération de commande et l'acquisition des essais sont assurées par les solutions dSPACE et les signaux sont conditionnés par les différents amplificateurs. La démarche proposée consiste à valider préalablement ces éléments pour ensuite identifier la réponse des systèmes électromécaniques sans ce biais.

Quant à la nature des modèles présentés dans cette partie, une première distinction peut être faite : le comportement dynamique ou fréquentiel des systèmes doit être défini ; d'autre part, des non-linéarités, telles que les saturations ou l'hystérésis des actionneurs piézoélectriques, nécessitent également d'être modélisées. Cette distinction s'appuie essentiellement sur l'occurrence de ces modèles et sur la nature des essais à effectuer pour l'identification. Le comportement dynamique fait ici l'objet d'un unique type de modèle avec une famille d'essais similaires. Un traitement à part est donc réservé pour la procédure d'identification fréquentielle. Les phénomènes liés aux non-linéarités nécessitent une méthode plus spécifique et seront définis pour chaque type de composants.



(a) MicroPos



(b) PiedNano

FIGURE 3.1 – *Schéma des éléments composants les deux systèmes*

III.1.1 Essai et identification fréquentielle

Les modèles fréquentiels adoptés sont des fonctions de transfert sous la forme de transformée de Laplace. On considère que les systèmes étudiés sont linéaires invariants dans le temps par transition (SLIT). Les paramètres des fonctions de transfert de chaque sous-ensemble sont identifiés dans une bande de fréquence utile liée à l'usage du modèle. L'identification est réalisée à partir de la réponse du système et de l'excitation en entrée. Cette excitation nécessite un contenu fréquentiel suffisant dans la plage de fréquence d'intérêt pour obtenir une réponse consistante. Différentes natures de signaux d'excitation peuvent répondre à ce problème : signal périodique pseudo-aléatoire, bruit blancs, vobulations – « chirps », etc. .

III.1.1.a Essai dynamique

L'excitation harmonique a été retenue. L'essai harmonique consiste à générer un signal de commande sinusoïdal à fréquence variable pour parcourir la bande passante considérée. Cela demeure un des essais les plus longs. Néanmoins, cette méthode possède plusieurs avantages. La résolution fréquentielle de la réponse obtenue est facilement paramétrable ce qui présente un intérêt dans l'identification des résonances des systèmes. L'amplitude des signaux d'excitation peut aisément être modifiée en fonction de la fréquence. Enfin, ces essais présentent le meilleur rapport signal sur bruit [Thomas 07] ; des filtrages performants du bruit peuvent être mis en place lors du post-traitement.

La réalisation du balayage et l'obtention de la courbe de réponse en fréquence dans le plan de Bode (gain – phase) ont fait l'objet d'un traitement automatisé. La commande des essais et l'acquisition se font grâce aux systèmes dSPACE contrôlés depuis Matlab sur un ordinateur externe (cf. figure 3.1 page précédente). Le fonctionnement général d'un système dSPACE s'appuie sur un modèle Simulink exécuté sur un calculateur cible optimisé pour différents solveurs, permettant ainsi une exploitation temps réel du programme Simulink. Des blocs additionnels dans la simulation servent à la communication avec les interfaces d'entrées-sorties. La liaison avec l'ordinateur externe permet pendant l'exécution temps réel de venir modifier des paramètres de la simulation ou d'en faire l'acquisition. Le post-traitement des données acquises est effectué au fur et à mesure de l'essai depuis Matlab ce qui offre un gain de temps ainsi que la vérification du bon déroulement des mesures.

De l'ensemble des acquisitions, l'information extraite est conditionnée sous forme de réponses fréquentielles. La réponse fréquentielle du système étudié est décrite par son gain et sa phase comme fonctions de la fréquence. Ces paramètres sont calculés respectivement par le rapport d'amplitude entre le signal de commande et le signal de réponse, et le déphasage observé entre ces deux signaux. L'organigramme simplifié du déroulement de l'essai est présenté figure 3.2 page 54. Plusieurs paramètres interviennent dans la définition de l'essai et sa réalisation. Les paramètres à spécifier en début d'essai sont :

Fréquences : Les fréquences d'intérêt de l'essai sont précisées par la plage de fréquence $[f_{min}, f_{max}]$, le nombre de fréquences et leur répartition dans une plage linéaire ou logarithmique.

Commande : L'amplitude du signal de commande, qui peut éventuellement être une fonction de la fréquence. Dans la pratique, un générateur de signaux sinusoïdaux a été implémenté en langage C dans les simulations. Ce générateur permet une modification aisée des paramètres de commande pendant l'essai. D'autre part, son exécution optimisée, avec un très faible temps d'exécution, permet une utilisation des systèmes dSPACE à de plus grandes fréquences que ne le permettent les générateurs de signaux Simulink.

Acquisition : Pour configurer l'acquisition, deux paramètres sont considérés : la fréquence d'échantillonnage et le nombre de périodes du signal. Pour la fréquence d'échantillonnage, le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon précise une fréquence minimale de $2 \times f_{max}$ et une bande passante limitée à f_{max}. Dans la pratique, pour valider la deuxième condition et éviter le phénomène de repliement de spectre, des filtres passe-bas sont utilisés. La fréquence d'échantillonnage

($F_E = 1/T_E$) est donc définie en fonction du filtre pour respecter la condition de bande passante limitée. La condition fixée est d'avoir au moins une atténuation de 100 (-40 dB) à la demi-fréquence d'échantillonnage pour minimiser tout phénomène de repliement. Cela dépendra donc de la fréquence de coupure et de l'atténuation du filtre passe bas présent avant l'acquisition.

La durée de l'acquisition se fait sur un nombre entier de périodes (N_p) de la fréquence testée (F_c). Pour obtenir une précision acceptable, une moyenne sur 50 ou 100 périodes a été utilisée. Le nombre d'échantillons acquis (N) est donné par la relation (3.1) où N est arrondi à l'entier le plus proche.

$$N = \left\lfloor \frac{N_p \cdot F_E}{F_c} \right\rceil \tag{3.1}$$

Le post-traitement, pour l'extraction des données d'amplitude et de phase du signal, est réalisé grâce à une transformée de Fourier discrète (3.2). Cette transformée est calculée sous Matlab en utilisant l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT) qui s'appuie sur l'algorithme originel proposé dans [Cooley 65] et modifié par [Frigo 98].

$$\mathrm{S}(m) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k \cdot T_E) \cdot e^{-2i\pi m \frac{k}{N}} \qquad \text{pour} \qquad 0 \leq m < N \tag{3.2}$$

$\mathrm{S}(m)$ est un nombre complexe, associé à une fréquence (m), où son module représente l'amplitude du signal, et son argument la phase.

L'essai, tel que défini précédemment, implique des conséquences sur ce traitement. Le pas d'échantillonnage dans le domaine fréquentiel (Δm) est notamment déterminé. Son expression est donnée par (3.3) :

$$\Delta m = \frac{F_E}{N} \qquad \text{soit, en remplaçant } N : \qquad \Delta m = \frac{F_C}{N_p} \tag{3.3}$$

Le pas d'échantillonnage augmente en fonction de la fréquence d'intérêt ce qui pourrait être gênant pour la précision du calcul de l'amplitude à la fréquence f_c. Cependant, avec l'équation (3.3) on obtient la relation $f_c = \Delta m \cdot N_p$; autrement dit, la fréquence d'intérêt est un multiple du pas d'échantillonnage par le nombre de période N_p. Ainsi, même en considérant l'arrondi sur N, la fréquence f_c est représentée dans l'espace discret des fréquences par $\mathrm{S}(m_c)$ où $m_c = N_p$. Du fait de la nature de l'essai et de l'hypothèse faite sur le système, un premier test est effectué sur le signal de réponse. Celui-ci doit avoir son maximum d'amplitude de réponse à la fréquence testée, soit la condition (3.4) :

$$\max(|\mathrm{S}(m)|) = |\mathrm{S}(m_c)| \tag{3.4}$$

Si cette condition n'est pas remplie, une anomalie est alors générée et enregistrée. Plusieurs cas peuvent se présenter pour ne pas remplir cette condition, en particulier lorsque :

- La réponse du système au signal de commande est inférieure au bruit de mesure. Pour les systèmes électromécaniques étudiés, cela peut se produire aux fréquences d'antirésonances importantes et peut être corrigé dans un nouvel essai par une adaptation de l'amplitude du signal de commande.
- Le système présente de fortes distorsions harmoniques dans sa réponse. Des distorsions harmoniques peuvent être notamment créées par les phénomènes d'hystérésis.

L'arrondi pour le calcul du nombre d'échantillon (N) entraine une troncature temporelle du signal : le nombre de périodes du signal effectivement acquis n'est pas un nombre entier. La troncature est d'autant plus importante que la fréquence cible augmente. Lorsqu'un signal n'est pas périodique [1] le spectre calculé par la transformée de Fourier discrète se trouve déformé [Harris 78] et en particulier pour la fréquence cible (le reste du spectre étant considéré comme du bruit lors de cet essai). Pour corriger cet effet,

1. En toute rigueur de durée infinie, mais la périodicité implique une répétition identique à l'infini.

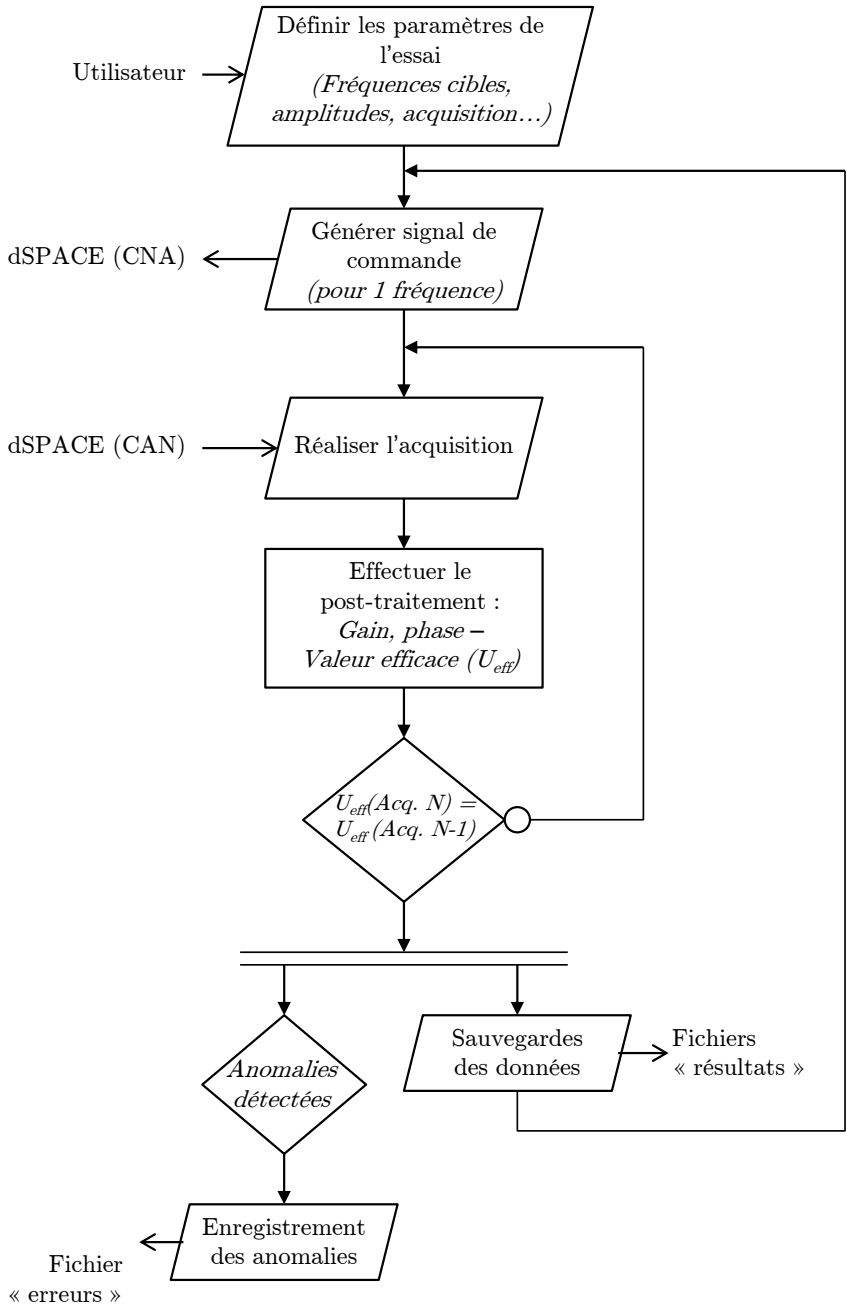


FIGURE 3.2 – *Organigramme du déroulement de l'essai d'identification fréquentielle*

une fenêtre temporelle de Hamming a été utilisée. Cette fenêtre possède de bonnes propriétés pour la localisation des maxima mais affecte la valeur de l'amplitude calculée. Le gain étant un rapport d'amplitudes (cf. équation (3.5a)), l'atténuation due à la fenêtre de Hamming s'annule. De plus, la vérification en pratique de cette valeur d'atténuation, calculée sur le signal de commande, correspond à la valeur théorique de 0,54 [Harris 78].

En utilisant la notation avec les indices $_{com}$ pour la commande et $_{rep}$ pour la réponse, le gain (G_{sys}) et la phase (P_{sys}) du système étudié sont donnés par les relations (3.5a) et (3.5b) :

$$G_{sys}(f_c) = \frac{|\mathrm{S}_{rep}(m_c)|}{|\mathrm{S}_{com}(m_c)|} \tag{3.5a}$$

$$P_{sys}(f_c) = \arg \mathrm{S}_{rep}(m_c) - \arg \mathrm{S}_{com}(m_c) \tag{3.5b}$$

Afin de réaliser le post-traitement sur le régime établi du système, plusieurs acquisitions sont effectuées. Le critère choisi pour vérifier le passage du régime transitoire est une comparaison entre la valeur efficace de la réponse avec celle de l'acquisition précédente. Ce critère simple possède l'avantage dans le cas de réponses correspondant à du bruit, d'être statistiquement validé au bout de plusieurs acquisitions. Ainsi, l'essai peut continuer pour la fréquence suivante. En cas de nombreuses itérations, une anomalie est générée. Dans la pratique, une tolérance de 1% a été utilisée comme critère de comparaison.

Lors de l'utilisation de données fréquentielles, des considérations pratiques à respecter sont précisées dans [Ljung 99] :

- Un pré-filtrage peut être nécessaire : les plages de fréquence où les données correspondent au bruit doivent avoir un poids plus faible que les parties utiles. Dans le cas des essais réalisés, la démarche a été de minimiser les données correspondant au bruit, en adaptant les niveaux si nécessaire.
- S'affranchir des phénomènes transitoires dans la réponse fréquentielle en privilégiant les signaux périodiques et en combinant plusieurs essais. L'approche proposée et sa mise en œuvre répondent à ces conditions.
- L'utilisation de filtres anti-repliements peuvent affecter les signaux acquis. Pour ne pas déformer la relation entrée-sortie, l'auteur suggère d'utiliser également ces filtres sur les signaux d'entrée. Une démarche alternative a été considérée : les filtres sont modélisés au préalable, la réponse est corrigée avant identification ; ou les filtres jouant le rôle d'anti-repliement font partie du système et leur influence doit donc être prise en compte dans la modélisation.

III.1.1.b Identification

Pour les systèmes étudiés, trois types de phénomènes ont principalement été mis en évidence dans leur réponse fréquentielle : filtrages, retards et résonances. Chacun possède des modèles de fonctions transfert définis, une identification paramétrique avec peu de paramètres à identifier peut être mise en place en découplant ces phénomènes.

Filtrage : Les filtres rencontrés dans les différents composants électroniques peuvent être analogiques ou numériques, de différents types et ordres. Une fois le filtre déterminé, la littérature abondante permet de définir le modèle et les paramètres associés à identifier.

Retard : Le retard pur est défini par sa valeur de temps (t_r), la transformée de Laplace associée est : $H_{ret}(p) = \mathrm{e}^{-t_r \cdot p}$

Résonance : Les résonances présentes dans les systèmes étudiés ont principalement une origine mécanique. Une résonance mécanique peut être représentée par un modèle à un degré de liberté « masse-ressort-amortisseur ». Ce modèle, comme pour de nombreuses résonances, peut se mettre sous la forme d'une fonction de transfert du second ordre (3.6) , où ω_i est la pulsation de résonance et ξ_i le coefficient d'amortissement associé.

$$H_{reso\ 2^{nd}}(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_i^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \xi_i}{\omega_i} \cdot p + 1} \tag{3.6}$$

Dans le cas de systèmes continues, ou à plusieurs degrés de liberté, plusieurs modes de résonances peuvent être présents dans la plage de fréquence considérée. Chacun de ces modes, s'ils sont découplés, est modélisé par une fonction de transfert du second ordre présentée ci-dessus (3.6). Le modèle global ($H_{n\ modes}(p)$) est une combinaison linéaire de ces différents modes. En présentant cette fonction de transfert au même dénominateur (3.7), correspondant au produit des n polynômes $\frac{1}{\omega_{ir}^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ir}}{\omega_{ir}} \cdot p + 1$ associés aux modes considérés, le numérateur peut se mettre sous la forme d'un produit de $n-1$ polynômes du même type $\frac{1}{\omega_{ia}^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ia}}{\omega_{ia}} \cdot p + 1$. Chacun de ces polynômes représentent les $n-1$ phénomènes d'antirésonance qui s'intercalent entre les résonances du système.

$$H_{n\ modes}(p) = \sum_{i=1}^{n} \frac{a_i}{\frac{1}{\omega_{ir}^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ir}}{\omega_{ir}} \cdot p + 1} = \frac{\prod_{i=1}^{n-1} \frac{1}{\omega_{ia}^2} p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ia}}{\omega_{ia}} p + 1}{\prod_{i=1}^{n} \frac{1}{\omega_{ir}^2} p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ir}}{\omega_{ir}} p + 1} \tag{3.7}$$

Après avoir dénombré le nombre de modes, l'identification des paramètres individuels ω_i et ξ_i pour chaque résonance et antirésonance permet de déterminer la fonction de transfert du système.

III.1.2 Système dSPACE

Les systèmes dSPACE servent à la fois pour les acquisitions et la commande lors des essais d'identification. Une étape de validation du fonctionnement du modèle DS1103 a constitué un préalable pour les différents essais sur les autres constituants. D'une part, le rapport signal sur bruit a été étudié pour confirmer le nombre de bits utiles du système, d'autre part son comportement fréquentiel a été également validé.

III.1.2.a Rapport signal sur bruit – SNR

Le rapport signal sur bruit (SNR) correspond au rapport de la puissance du signal (S) sur celle du bruit (B). Une autre forme de cette expression (3.8) conduit au rapport du carré du signal efficace sur le carrée du bruit efficace (ou variance).

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{Puissance\ du\ signal}{Puissance\ du\ bruit} \\ SNR &= \frac{{S_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2} \\ \text{Soit en décibel :} \quad SNR\,[\text{dB}] &= 20 \cdot \log\left(\frac{S_{eff}}{B_{eff}}\right) \end{aligned} \tag{3.8}$$

Pour mesurer ce rapport, deux méthodes ont été utilisées. Ces deux méthodes s'appuient sur la mesure de la tension (Y) correspondant à la somme de la tension du signal (S) et du bruit (B). On a donc $Y = S + B$.

Méthode 1 : Une mesure de Y est effectuée pour une consigne sinusoïdale. A partir de la mesure, on différencie le signal (sinusoïdal) du bruit grâce à une FFT. On obtient ainsi S et B pour calculer le rapport des valeurs efficaces.

Méthode 2 : Deux mesures sont effectuées : une mesure de Y pour une consigne sinusoïdale et une mesure pour une consigne nulle qui correspond alors à une mesure du bruit B. On considère ainsi comme hypothèse que le bruit est indépendant du signal. À partir de ces deux mesures, une expression du SNR peut être formulée. Une technique consiste à développer

l'expression du rapport $\frac{{Y_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2}$, en rappelant que le calcul de la valeur de X_{eff}^2 correspond au calcul de la variance de X ($X_{eff}^2 = \mathrm{Var}(X)$) :

$$\begin{aligned}\frac{{Y_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2} &= \frac{\mathrm{Var}(Y)}{\mathrm{Var}(B)} \\ &= \frac{\mathrm{Var}(S+B)}{\mathrm{Var}(B)} \\ &= \frac{\mathrm{Var}(S)+\mathrm{Var}(B)+\mathrm{cov}(S,B)}{\mathrm{Var}(B)}\end{aligned}$$

Or, le bruit, par hypothèse, est défini comme indépendant du signal donc la covariance est nulle : $\mathrm{cov}(S,B) = 0$.

$$\begin{aligned}&= \frac{\mathrm{Var}(S)+\mathrm{Var}(B)}{\mathrm{Var}(B)} \\ &= \frac{{S_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2} + 1\end{aligned}$$

D'où :

$$SNR = \frac{{S_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2} = \frac{{Y_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2} - 1 \tag{3.9}$$

$$SNR\,[\text{dB}] = 10 \cdot \log\left(\frac{{Y_{eff}}^2}{{B_{eff}}^2} - 1\right)$$

Le rapport calculé grâce à la méthode 1 n'est pas exactement le rapport signal sur bruit mais le rapport signal sur bruit avec distorsion harmonique (SINAD). En effet, avec le traitement effectué, les distorsions harmoniques sont considérées comme appartenant au bruit B. Par définition, le SINAD est inférieur ou égal au SNR.

D'un point de vue expérimental, la caractérisation des CNA et CAN se fait conjointement. Le signal étudié est généré et acquis respectivement par un CNA et un CAN de la DS1103. Le signal est un sinus à la fréquence de 10 Hz. La fréquence d'échantillonnage est 100 kHz. Cette fréquence représente le maximum atteignable sur la DS1103 avec l'utilisation qui en est faite pour ces travaux. Le choix est ainsi d'avoir la bande passante la plus large possible ce qui tend à maximiser le bruit des composants. Le rapport signal sur bruit est testé pour différentes amplitudes, de la pleine échelle à la tension représentée par le bit de poids faible.

Ces mesures sont comparées avec l'expression théorique du rapport signal sur bruit d'un système de quantification. L'équation (3.10) exprime ce rapport en fonction de l'amplitude du signal (A_S) et de l'amplitude de la pleine échelle (A_{PE}). Pour la DS1103 le nombre de bits considérés est son nombre de bits vrais $n_i = 13,5$ défini au paragraphe II.2.2.a page 44 du chapitre II.

$$SNR_{quant}\,[\text{dB}] = 20 \cdot \log\left(2^{n_i}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{A_S}{A_{PE}}\right) + 20 \cdot \log\left(\sqrt{\frac{3}{2}}\right) \tag{3.10}$$

Quelques essais ont été effectués en testant différentes voies du système DS1103. La figure 3.3 page suivante présente les résultats de l'essai A , le pire cas rencontré [2], et l'essai B représentatif des résultats

2. et chronologiquement le premier...

obtenus. La tension la plus basse testée représente 2 quantums de tension par rapport aux 16 bits idéaux. Les caractéristiques théoriques et le modèle associé de quantification sont respectés, validant ainsi les 13,5 bits effectifs déterminées lors de la sélection de la DS1103. La cohérence des résultats et notamment le SINAD légèrement inférieur au SNR tendent à valider le protocole mis en place.

La linéarité du rapport en fonction de l'amplitude du signal est bien respectée. Les résultats expérimentaux sont légèrement meilleures que les 13,5 bits vrais théoriques ($\approx$ 13,6 bits).

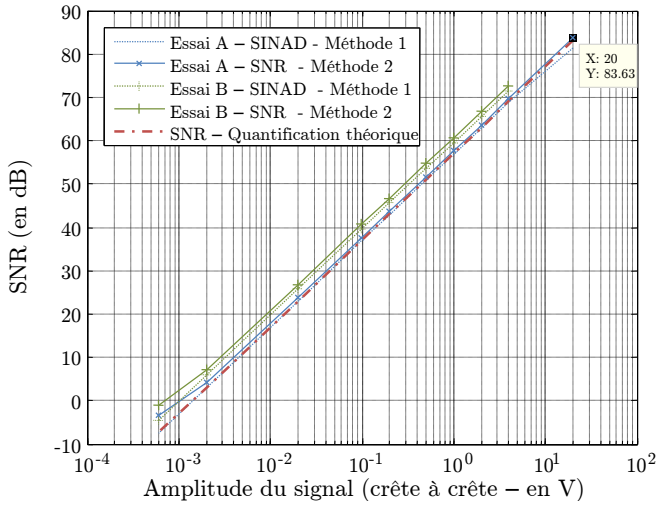
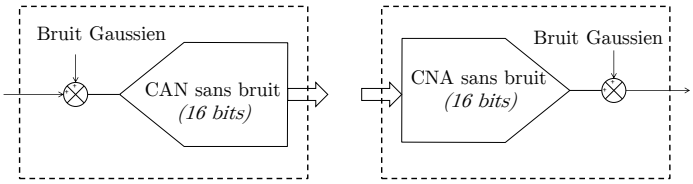


FIGURE 3.3 – *Rapport signal sur bruit théorique et expérimental de la DS1103 (CNA + CAN)*

Pour modéliser les convertisseurs, des quantificateurs parfaits sur 16 bits sont considérés avec l'ajout d'un bruit blanc Gaussien respectivement en entrée pour les CAN [Couturier 10], en sortie pour les CNA tel que représenté à la figure figure 3.4. Ce modèle ne prend pas en compte les bruits parasites (*spurious*) qui existent dans ces convertisseurs. Le bruit Gaussien ajouté, de moyenne nulle, possède



(a) CAN (b) CNA

FIGURE 3.4 – *Modélisation des quantificateurs*

un écart type égal à la valeur efficace du bruit d'échantillonnage ($U_{B.rms}$). Cette valeur est estimée en utilisant le rapport signal sur bruit des différentes cartes ($SNR_{dS.dB}$) et en considérant un signal sur la pleine échelle soit :

$$U_{B.rms} = \frac{\frac{\Delta V_{PE}}{2 \cdot \sqrt{2}}}{10^{\left(\frac{SNR_{dS.dB}}{20}\right)}} \tag{3.11}$$

III.1.2.b Comportement fréquentiel

Le comportement en fréquence attendu pour la solution DS1103 a été caractérisé entre un signal généré par le système temps réel et ce même signal généré par la CNA et acquis par le CAN. La figure 3.5 page suivante présente la variation de gain pour une simulation temps réel et une acquisition effectuée à

un fréquence d'échantillonnage de 100 kHz. Plusieurs niveaux d'amplitudes de signaux et de points de fonctionnement (*i.e.* valeur moyenne du signal) ont été testés. Suivant les signaux, plusieurs erreurs du comportement sont observées et n'affectent que le gain mesuré :

- une erreur constante sur le gain, normalement de 1, en fonction de l'amplitude et ou du point de fonctionnement inférieur à 1% ;
- une variation autour du gain en fonction de la fréquence et inférieure à 0,3%. Cette variation augmente légèrement avec la fréquence [3] ;
- un phénomène plus marqué de chute du gain en fonction de la fréquence, suivant les amplitudes considérées, mais qui demeure inférieur à 1% à 10 kHz.

Ces variations sur le gain restent à un niveau acceptable (erreur < 1%). De plus, ces phénomènes se produisent en fonction de certains points de fonctionnement et amplitudes, donc en fonction de l'importance que prend le poids de certains bits. Pour les essais fréquentiels, du fait de leur faible niveau ces erreurs seront négligées. Lors du fonctionnement en système asservi et donc de génération de commande ce type d'erreur peut statistiquement se cumuler mais aussi s'annuler. Ces comportements sont donc également négligés à la lecture des variations relevées.

Enfin, en ce qui concerne la phase, un déphasage toujours identique apparaît. Ce déphasage correspond au pas de temps de simulation (confondu ici avec le pas de temps d'échantillonnage – 10µs). Il est conforme à la gestion des interfaces d'entrées-sorties par le système dSPACE : les périphériques d'entrée sont gérés en priorités lors de l'exécution [DSPACE 11], il en résulte que l'acquisition se fait sur le signal généré au pas de temps précédent. Un retard pur, équivalent à 1 pas de temps de simulation, modélise ce phénomène.

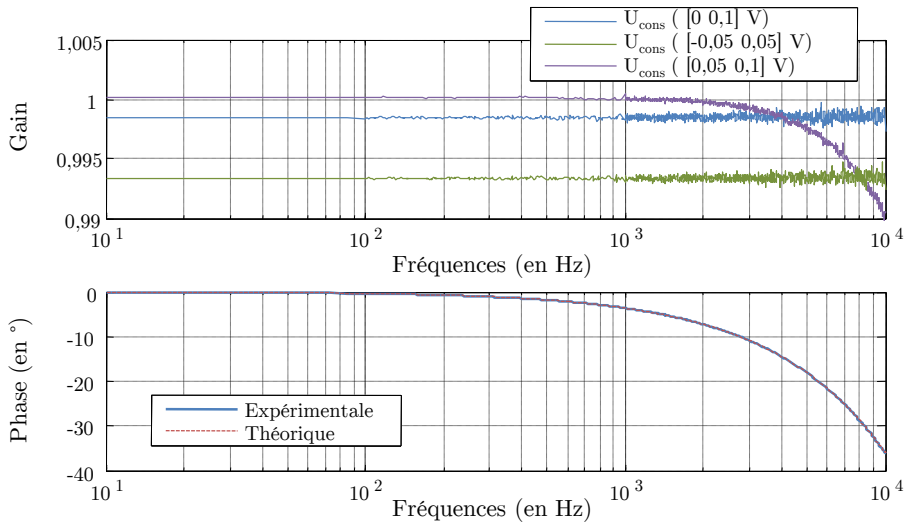


FIGURE 3.5 – *Diagramme de Bode de la DS1103 (CNA + CAN)*

III.1.3 Capteurs

Le modèle des capteurs se focalise essentiellement sur leurs réponses en fréquence. La sensibilité considérée est celle, nominale, donnée par le constructeur. Suivant les natures et les modèles, différents comportements sont observés. L'identification du modèle s'appuie dans un premier temps sur les données disponibles auprès des constructeurs ainsi qu'une étude bibliographique. Les éléments manquants aux modèles et leur validation sont obtenus expérimentalement.

3. La répartition des fréquences, ni linéaire ni logarithmique et avec avec nettement plus de points dans la dernière décade, sur la figure 3.5 accentue la représentation de ce phénomène.

Comme défini au paragraphe II.2.2.b page 45 du chapitre II, certains capteurs nécessitent l'amplification de leurs signaux avant l'acquisition. Avant de réaliser l'étude des capteurs, le modèle des amplificateurs d'instrumentation est présenté.

III.1.3.a Amplificateur d'instrumentation Krohn-Hite 3384

Les amplificateurs/filtres d'instrumentation Krohn-Hite 3384 possèdent des filtres du 8ème ordre, passe-haut ou passe-bas – Butterworth ou Bessel, réglables entre 0,1 et 200 kHz. Bien que seule la fonction d'amplification soit utile dans les applications présentées, ces filtres ne sont pas désactivables. Pour minimiser leurs influences, les filtres sont réglés à la fréquence maximale en mode passe-bas et réponse Butterworth. Du fait de l'ordre élevé, un déphasage est présent sur les décades précédentes (cf. annexe A.18 page 130).

Lors de leur utilisation pour l'identification, les signaux acquis sont donc corrigés grâce au modèle de ce filtre. Ce modèle ($H_{amp}(p)$), exprimé sous la forme d'une fonction de transfert dans l'équation (3.12), est également inclus dans les simulations du pied. G_k représente le gain de l'amplificateur et ω_c la pulsation de coupure du filtre.

$$H_{amp}(p) = \frac{G_k}{\prod_{k=1}^{4} \frac{p^2}{\omega_c^2} - 2 \cdot \frac{p}{\omega_c} \cdot \cos(\frac{2k+7}{16} \cdot \pi) + 1} \tag{3.12}$$

III.1.3.b Capteurs capacitifs

Les capteurs capacitifs de déplacement sont capables de mesurer des déplacements statiques. Leur bande passante n'est donc pas limitée en basse fréquence et laisse passer les signaux continus. Leur résolution est en grande partie limitée par le bruit électronique. Le niveau de bruit est sensible à la largeur de la bande passante. Afin de le limiter, les conditionneurs des capteurs capacitifs intègrent des filtres passe-bas dont la fréquence de coupure est ajustable. En fonction de l'usage, ceci permet d'améliorer la résolution du capteur pour une faible bande passante, ou de trouver un compromis entre bande passante et résolution. Plusieurs natures de filtres peuvent être utilisées (ordre, type, etc.) et l'électronique de conditionnement des deux capteurs utilisés (MicroPos/PiedNano) présente des caractéristiques différentes.

I MICROPOS – LION PRECISION C23-C + ELITE SERIES CPL190

La sensibilité de ce capteur est de $0,08\ \mathrm{V}/\mu\mathrm{m}$. Une courbe de calibration est fournie avec ce capteur (cf. Annexe A.8 page 121). Ces données indiquent que l'erreur augmente lorsque la mesure s'éloigne du centre de la plage de mesure. Lors de l'usage avec le MicroPos, le capteur a donc été positionné pour que le centre de la plage de mesure coïncide avec le point de fonctionnement nominal du système. Compte tenu de la valeur des erreurs et des précisions recherchées, il n'est pas apparu nécessaire d'apporter de correction à la mesure effectuée. Néanmoins, cela pourrait s'envisager en utilisant les données de calibration sous forme d'une table de correction dans le système temps réel.

La courbe de réponse des filtres passe-bas sélectionnables $\{0,1\ ;\ 1\ ;\ 10\ ;\ 15\}$ kHz est disponible auprès du constructeur (cf. [Lion Precision 11] et annexes A.9 page 122 et A.10 page 122). Afin de réaliser la fonction de filtre antirepliement, le filtre sélectionné dépend de la fréquence d'échantillonnage utilisée : pour $F_E = 100$ kHz, le filtre avec une fréquence de coupure à 15 kHz est suffisant et introduit moins de modifications sur la phase. Le déphasage de ces filtres est linéaire dans la première partie de leur bande passante ($[0; 10]$ kHz pour le filtre à 15 kHz – cf. Annexe A.9 page 122). En prenant en compte l'ensemble de la réponse, cela laisse supposer l'utilisation de filtres numériques au sein de ce capteur. Un modèle représentatif de ce filtre dans la bande passante $[0; 10]$ kHz peut ne prendre en compte que le déphasage en l'assimilant à un retard pur : $t_{r15} \approx 32\ \mu\mathrm{s}$.

II PIEDNANO – PHYSIK INSTRUMENT D-015 + 509.CXA

Les capteurs capacitifs du PiedNano ne sont pas utilisés lors du fonctionnement asservi du système. Leur principal usage consiste en la mesure de la réponse électromécanique en vue de son identification. Un modèle de ces capteurs est ainsi nécessaire afin de corriger cette mesure en prenant en compte la réponse du capteur.

Sans tenir compte des dispersions dues à leur mise en œuvre (cf. section ii page 37 au chapitre II), la sensibilité de ces capteurs est $S_{capa} = \frac{1}{1{,}5}\mathrm{V}/\mu\mathrm{m}$ et constitue le gain de leur fonction de transfert.

Ces capteurs possèdent un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est ajustable : F_C ={0,3 ; 1,5 ; 3} kHz. Des premiers essais de réponses fréquentielles du PiedNano, en modifiant le réglage de cette fréquence de coupure, ont permis de proposer un modèle du 1er ordre pour ce filtre (cf. figure 3.6). Par la suite, le réglage à $F_c = 3$ kHz a été choisi pour l'usage de ces capteurs.

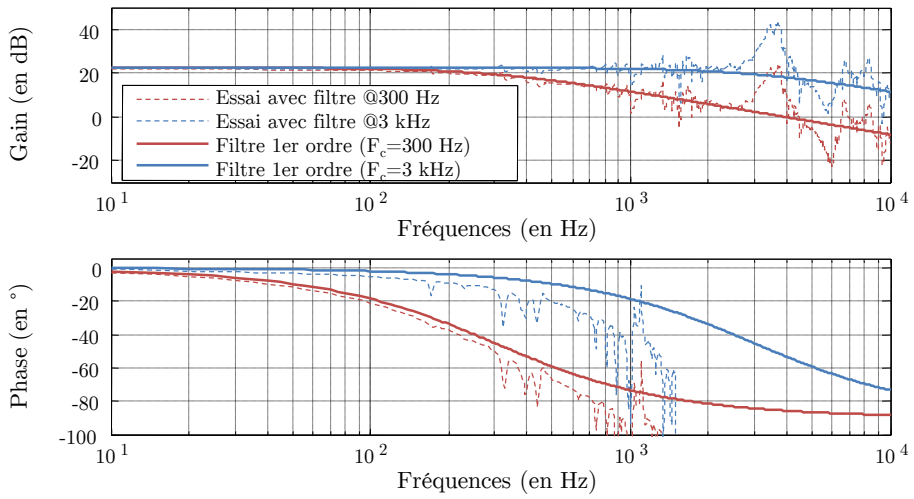


FIGURE 3.6 – *Essais de réglage et modèles proposés pour les filtres passe-bas des capteurs Physik Instrument D-015 + 509.CxA*

III.1.3.c Capteur inertiel – Géophone

Pour chaque capteur, Güralp system fournit des données de calibration concernant la sensibilité et les fonctions de transfert (pôles et zéros – cf. annexe A.6 page 124). Les géophones sont utilisés dans leur mode différentiel et un facteur 2 doit être apporté à la sensibilité déterminée par le constructeur (S_{GMCxT}).

La fonction de transfert des capteurs Güralp system est liée à l'électronique et l'asservissement de la masse inclue dans ces capteurs. Les fonctions de transfert des GMC-6T et GMC-40T présentent des similarités à savoir : 3 pôles stables (1 pôle – p_1 et 2 pôles complexes conjugués – p_2 et $\overline{p_2}$) et 3 zéros (2 nuls et 1 zéro réel positif–z_1). Le modèle défini s'appuie sur les données de calibration fournies, toutefois, le constructeur laisse la possibilité, grâce à un port dédié, de procéder à une identification de ces paramètres. La fonction de transfert complète de ces capteurs est donnée dans (3.13) où A est un facteur de normalisation :

$$H_{gur.}(p) = 2 \times S_{GMC-xT} \cdot \frac{A \cdot p^2 \cdot (p - z_1)}{(p - p_1) \cdot (p - p_2) \cdot (p - \overline{p_2})} \tag{3.13}$$

Le diagramme de Bode de cette fonction de transfert pour un capteur GMC-40T est donné en annexe A.14 page 126.

III.1.3.d Capteur inertiel – Accéléromètre

Le wilcoxon 731a est un accéléromètre piézoélectrique à mode de flexion. Sa bande passante nominale est de [0,05 ; 500] Hz ±3 dB. La conception des lois de commandes, notamment pour l'analyse de robustesse, nécessite de connaître sa fonction de transfert au delà de cette fréquence. L'alimentation et le conditionneur de cet accéléromètre fourni par le fabricant (Module P31 [Wilcoxon 04]) intègrent un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est au maximum de 450 Hz. Afin de s'affranchir de cette fréquence de coupure trop basse, une électronique d'alimentation et de conditionnement dédiée, conçue par le LAPP, a été utilisée.

En basses fréquences, la dynamique de ce type d'accéléromètre est déterminée par l'électronique d'amplification de charge de l'élément piézoélectrique. Cette amplificateur intègre un filtre passe-haut de type RC [4]. Ce filtre du premier ordre est modélisé par sa fonction de transfert $H_{f_{ph}}$ (3.14) paramétrée par la pulsation de coupure ω_h correspondant à la fréquence basse de la bande passante à -3 dB : $F_h = 0,05$ Hz.

$$H_{f_{ph}}(p) = \frac{\frac{1}{\omega_h} \cdot p}{1 + \frac{1}{\omega_h} \cdot p} \tag{3.14}$$

Le modèle mécanique d'un accéléromètre est classiquement représenté par un modèle à un degré de liberté « masse-ressort-amortisseur » [Thomas 07, Levinzon 04]. Pour les accéléromètres à mode de flexion, ce modèle permet de représenter la dynamique de l'accéléromètre proche de sa bande passante. Néanmoins, pour des plages de fréquence plus élevées, le comportement vibratoire de la structure en flexion demeure celui d'un système continu. D'autres modes de résonances avec des fréquences supérieures sont à considérer [5].

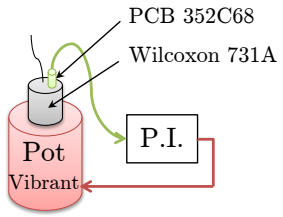


FIGURE 3.7 – *Essai de calibration du Wilcoxon 731A*

Pour procéder aux essais d'identification du wilcoxon 731a, un pot vibrant (Ling Dynamic Systems V406) a généré l'excitation. Afin de contrôler celle-ci, le pot vibrant a été asservi en accélération à l'aide d'un accéléromètre (PCB Piezotronics 352C68). L'essai consiste donc à calibrer la réponse du Wilcoxon, haute sensibilité ($S_{wil.} = 10,19\ \mathrm{V/m \cdot s^{-2}}$) – faible bande passante, sur celle du PCB qui possède une plus grande bande passante ($[0,2\ ;\ 20\,000]$ Hz) mais une plus faible sensibilité ($10,19\ \mathrm{mV/m \cdot s^{-2}}$). Une des difficultés réside dans le paramétrage des amplitudes de l'essai pour qu'elles soient mesurables par le PCB et le Wilcoxon y compris pour les résonances de ce dernier. Le montage du Wilcoxon sur le pot vibrant se fait à l'aide d'une plaque de cire, montage adopté sur le PiedNano. Du fait de l'espace disponible sur le pot vibrant, le second accéléromètre est monté à l'aide de cire sur le 731A. Ce montage du PCB garantie une bande passante supérieure à 10 kHz pour ce dernier. La figure 3.7 représente le principe de cet essai.

Dans la bande de fréquences [100 ; 3000] Hz, deux résonances et une antirésonance ont été identifiées (cf. figure 3.8 page suivante). Les valeurs des paramètres sont données dans le tableau 3.1.

TABLEAU 3.1 – *Caractéristiques dynamiques du Wilcoxon 731A.*

	1ère résonance	1ère antirésonance	2nd résonance
f [Hz]	830	1 571	2 530
ω [rad/s]	ω_{W1r}=5 215	ω_{W1a}=9 871	ω_{W2r}=15 896
ξ	ξ_{W1r}=0,008	ξ_{W1a}=0,0022	ξ_{W2r}=0,01

4. cf. annexes A.16 page 128, annexes A.17 page 129 et FAQ – *Why don't all vibration sensors have low frequency response ? – http ://www.wilcoxon.com/knowdesk_faqs.cfm*
5. cf. section III.1.1.b page 55 sur l'identification – « résonance »

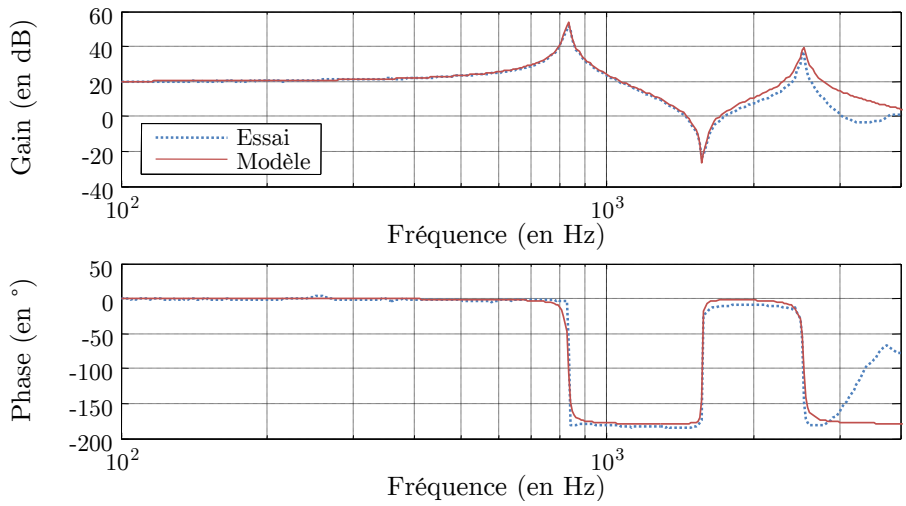


FIGURE 3.8 – *Réponse dans la bande de fréquences* $[0, 1\ 3]$ kHz *du Wilcoxon 731A*

Un retard évalué à environ : $t_{rwil} = 200$ µs a également été mis en évidence pour cet accéléromètre [6]. La fonction de transfert globale de l'accéléromètre ($H_{Wil.}(p)$) est donnée par l'équation (3.15) :

$$H_{wil}(p) = \frac{V(p)}{A(p)} = S_{wil} \cdot \frac{\tau_{RC} \cdot p}{\tau_{RC} \cdot p + 1} \cdot \frac{\frac{1}{\omega_{W1a}^2} p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{W1a}}{\omega_{W1a}} p + 1}{\prod_{i=1}^{2} \frac{1}{\omega_{Wir}^2} p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{Wir}}{\omega_{Wir}} p + 1} \cdot \mathrm{e}^{-t_{rwil} \cdot p} \tag{3.15}$$

BRUIT DE L'ACCÉLÉROMÈTRE

Au sein de l'équipe Lavista, une autre partie de la modélisation des capteurs inertiels porte sur leurs caractéristiques de bruit. Ces modèles de bruits déterminés à partir de leur densité spectrale de puissance sont intégrés au modèle final. L'approche utilisée pour caractériser le bruit de ces capteurs est développée dans [Bolzon 07]. Il n'est pas possible d'obtenir des conditions où ce type de capteurs soit totalement isolé des mouvements de leur environnement. Cette méthode – *différence corrigée* [Gary Holcomb 89] – s'appuie sur la corrélation de signaux de capteurs identiques, et dont l'acquisition est pratiquée simultanément dans les même conditions, les moins perturbatrices possibles (température, activité humaines, etc.). Seul le bruit interne des capteurs est considéré comme non cohérent ; le bruit est estimé en évaluant la cohérence des signaux issus des 2 capteurs. La densité spectrale de puissance du bruit interne des capteurs DSP_{DC} est définie (3.16) par la méthode des différences corrigées. La notation C_1 correspond au signal issu du capteur 1 et C_2 pour le capteur 2 :

$$DSP_{DC}(f) = 2(1 - \gamma(f))\sqrt{DSP_{C_1}(f) \cdot DSP_{C_2}(f)} \tag{3.16}$$

$\gamma(f)$ représente la mesure de la cohérence entre les deux capteurs qui varie entre 0 et 1 (1 pour des signaux cohérents et 0 non cohérents) et calculée par l'équation (3.17). La densité spectrale de puissance croisée $DSPC_{x,y}(f)$ entre deux signaux $x(t)$ et $y(t)$ correspond à la transformée de fourrier de la fonction d'inter-corrélation entre les deux signaux $x(t)$ et $y(t)$.

$$\gamma(f) = \frac{|DSPC_{C_1,C_2}(f)|^2}{DSP_{C1}(f) \cdot DSP_{C_2}(f)} \tag{3.17}$$

6. Ce retard bien que relativement important n'a que peu d'influence dans la bande passante nominale de cette accéléromètre.

Des acquisitions pour le Willcoxon 731A ont été effectuées sur une durée de 10 minutes par Gaël Balik et Julie Allibe dans les locaux du LAPP. Les bruits du système d'acquisition Pulse sur 24 bits et de l'amplificateur d'instrumentation dont le gain est réglé à 32 dB sont négligeables dans ces conditions de mesure. La figure 3.9 présente la DSP_{DC} ainsi calculée pour le Wilcoxon 731A et ramenée en terme de déplacement. Les données constructeur fournies sur le bruit électrique pour les fréquences 2 ; 10 et 100 Hz (cf. annexe A.15 page 127) sont représentées en rouge sur le graphe. Dans les fréquences supérieures à 30 Hz, les conditions expérimentales adéquates sont difficiles à obtenir pour ces mesures. Ceci explique en partie que le niveau de bruit se retrouve légèrement supérieur au bruit simulé de ce type d'accéléromètre [Levinzon 08, Levinzon 05] tout en conservant la tendance attendue. En particulier, le pic aux environs des 800 Hz n'est pas totalement lié au bruit interne du capteur mais doit être mis en relation avec la première résonance des deux capteurs. Une légère variation des caractéristiques de l'un par rapport à l'autre va accentuer le bruit déterminé avec cette méthode et offre un exemple de la difficulté d'obtention de conditions strictement identiques nécessaires à ce type de détermination. La densité spectrale du mouvement du sol présentée au chapitre I, à la section I.1.2 page 5 est également reproduit à titre de comparaison. Ainsi est mis en évidence, au point de croisement des deux courbes, la limite d'utilisation des informations du capteur à 3Hz liée à son bruit interne.

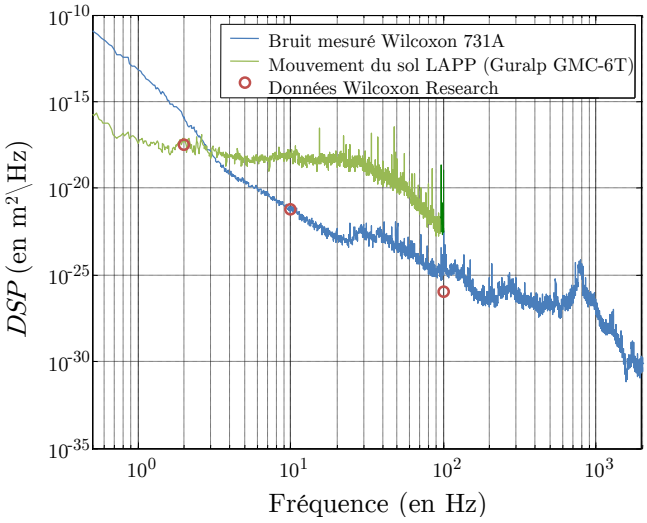


FIGURE 3.9 – *Densité spectrale de puissance du bruit – différence corrigée – du Wilcoxon 731A*

A partir de cette DSP_{DC}, le modèle de bruit est réalisé par un bruit blanc au travers d'une fonction de transfert ajustée pour obtenir la même densité spectrale de puissance en sortie.

III.1.4 Électromécanique

Deux éléments principaux influencent le modèle électromécanique : les actionneurs piézoélectriques et les résonances dues aux ensembles mécaniques. Le modèle électromécanique présente des non linéarités, en particulier celles dues à la présence des actionneurs piézoélectriques : l'hystérésis de ces actionneurs et les saturations liées aux amplificateurs de puissance. La démarche adoptée pour modéliser ces comportements est de les découpler du modèle dynamique du système. Dans un premier temps le modèle dynamique est établi. Les limitations issues de l'amplificateur sont par la suite précisées. Le modèle d'hystérésis adopté est enfin présenté.

III.1.4.a Modèle dynamique

La caractérisation dynamique est effectuée entre la commande avant amplification et le déplacement mesuré par les capteurs capacitifs. Cette caractérisation est réalisée avec des signaux de faibles amplitudes pour négliger les influences de l'hystérésis, éviter les saturations au niveau des amplificateurs ainsi que de trop grandes amplitudes de déplacements au passage de résonances.

Dans ces conditions, les amplificateurs LA75B des actionneurs sont considérés comme parfait. Ce point a été vérifié par une mesure du courant lors de certains essais. Ils se présentent alors sous forme d'un gain et ce dernier est inclus dans la fonction de transfert identifiée.

I Identification du MicroPos

L'identification du MicroPos consiste à identifier la réponse du système lorsque l'actionneur correcteur est commandé. Lors de l'essai, une tension continue est appliquée à l'étage perturbateur. La plage de fréquence d'intérêt est de 5 Hz à 10 kHz. L'amplitude de commande aux bornes de l'actionneur est de 1 V crête à crête (50 mV avant amplification). Plusieurs points de fonctionnement ont été testés pour des tensions moyennes de [-10 ; 2 ; 20 ; 50] V aux bornes des actionneurs : les réponses se superposent.

La réponse fréquentielle comporte neufs résonances ainsi que l'influence du filtre du capteur (cf. figure 3.1(a) page 51). Une approche globale de l'identification de ces phénomènes a été privilégiée. Elle s'appuie sur les algorithmes utilisés pour l'estimation de modèles LTI.

Ces méthodes et algorithmes cherchent à identifier les paramètres de modèles prédéfinis. Ces modèles prédéterminés comportent généralement un modèle de transmittance, de retard et de bruit. L'identification consiste ensuite en un problème d'optimisation vis-à-vis d'une fonction coût définie en rapport avec le modèle sélectionné. Les méthodes de l'erreur de prédiction (PEM – *prediction error method*) constitue une famille de méthodes répandues. Elle s'appuie sur la minimisation, au sens des moindres carrés, du signal d'erreur (μ_k) qui est définit comme la différence entre la réponse mesurée (y_k) et l'estimation de cette réponse par le modèle ($\hat{y}_k$) [de Larminat 09]. On y retrouve les méthodes ARMAX, Box et Jenkins, ARX, OE. Certaines de ces méthodes se distinguent par le modèle de bruit identifié (ex. Box et Jenkins : modèle de bruit gaussien). Or dans ce contexte, seule la transmittance et le retard présentent un intérêt ; le bruit ayant été minimisé et ne cherchant pas à être identifié, il ne présente pas un critère de choix.

Plusieurs méthodes d'identification ont été comparées à l'aide de l'*Identification Toolbox* de Matlab. La méthode donnant le plus de satisfaction est la méthode de l'erreur de prédiction liée à la fonction *pem()*. Proche de ARMAX, elle s'en distingue par le calcul de certains termes pour l'algorithme d'optimisation. Pour les données utilisées, l'algorithme d'optimisation associé à cette méthode apportant les meilleurs résultats est l'algorithme de Newton Gauss adaptatif proposé dans [Ninness 06].

Un modèle du 19ème ordre a été identifié et correspond à la présence des neufs premières résonances et à l'influence du capteur. Au dénominateur, sont identifiées neuf paires de pôles complexes conjugués qui correspondent aux neufs résonances. Le numérateur est constitué de 8 paires de zéro complexes conjugués associées aux antirésonances. Les paramètres extraits, ω_i et ξ_i, pour chaque résonance et antirésonance sont donnés respectivement dans les tableaux 3.2 et 3.3 page suivante. La première résonance identifiée possède une fréquence propre 1 137 Hz en accord avec celle du premier mode calculé par le modèle de conception dynamique du MicroPos dans le chapitre II au paragraphe ii page 31. Un pôle réel ($\omega_c = 110$ krad/s) modélise, dans la bande passante considérée, l'influence du filtre du capteur à 15 kHz.

Tableau 3.2 – *Paramètres des résonances identifiées du MicroPos*

f_{Mir} [Hz]	1 137	2 047	2 499	2 963	3 807	4 375	4 776	6 244	7 405
ω_{Mir} [rad/s]	7 145	12 859	15 703	18 615	23 920	27 486	30 009	39 232	46 530
ξ_{Mir}	0,010	0,007	0,003	0,003	0,005	0,011	0,006	0,009	0,008

TABLEAU 3.3 – *Paramètres des antirésonances identifiées du MicroPos*

f_{Mia} [Hz]	1 459	2 132	2 518	3 020	4 032	4 535	5 734	7 284
ω_{Mia} [rad/s]	9 169	13 398	15 823	18 976	25 335	28 496	36 030	45 765
ξ_{Mia}	0,008	0,010	0,004	0,003	0,014	0,008	0,004	0,010

La figure 3.10 compare le diagramme de Bode de la fonction de transfert identifiée avec la réponse fréquentielle expérimentale du MicroPos. La fonction de transfert du MicroPos est donnée dans l'équation (3.18) où G_{MP} correspond au gain statique du système électromécanique ($G_{MP} = 0,48$ µm/V) sans la prise en compte du gain de l'amplificateur ($G_{amp} = 20$) :

$$H_{MicroPos}(p) = \frac{U(p)}{V_{com.}(p)} = G_{MP} \cdot \frac{1}{1+\frac{p}{\omega_c}} \cdot \frac{\prod_{i=1}^{8} \frac{1}{\omega_{Mia}^2}p^2 + \frac{2\cdot\xi_{Mia}}{\omega_{Mia}}p + 1}{\prod_{i=1}^{9} \frac{1}{\omega_{Mir}^2}p^2 + \frac{2\cdot\xi_{Mir}}{\omega_{Mir}}p + 1} \tag{3.18}$$

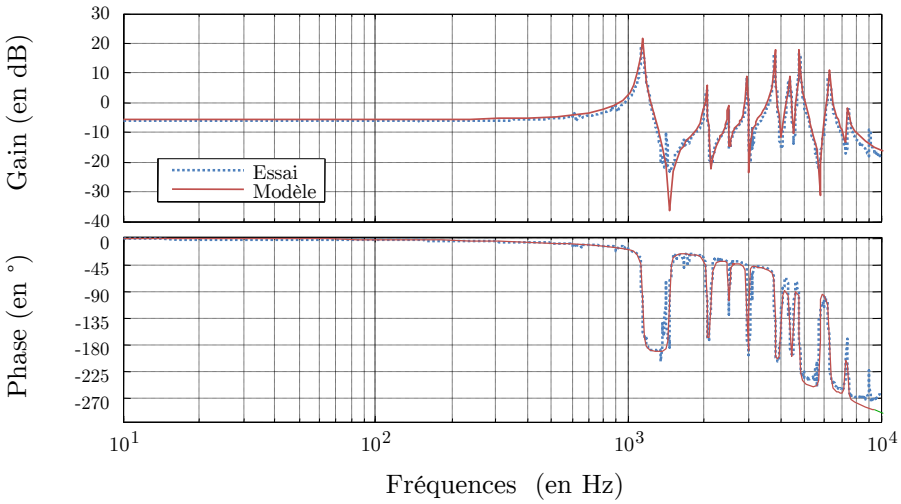


FIGURE 3.10 – *Diagramme de Bode du MicroPos*

La prise en compte dans le modèle des derniers modes de vibration à haute fréquence n'est pas fondamentalement utile pour l'application envisagée. De plus certaines limitations liées à l'électronique de commande des actionneurs réduisent son domaine de validité (cf. section III.1.4.b page 68). Cependant le résultat de la procédure adoptée pour l'identification est apparu comme meilleur lorsque l'ordre du modèle demandé correspondait à la réalité des essais. La simplification du modèle peut s'effectuer *a posteriori*.

II IDENTIFICATION DU PIEDNANO

Le modèle nécessaire au PiedNano pour le contrôle du degré de liberté de translation verticale se ramène au cas où les quatre actionneurs sont commandés simultanément avec le même signal. Pour l'obtention de ce modèle, les quatre capteurs capacitifs mesurent théoriquement la même réponse. Afin d'obtenir une réponse semblable, quelques paramètres prédominent : le gain peut être influencé par la dispersion de celui des actionneurs ($\geq 8,5\%$ – cf. annexe A.3 page 116) ou la dispersion de la sensibilité des capteurs ($\approx 6\%$ – cf. paragraphe ii page 37 de la section II.2.1.a traitant des capteurs capacitifs). Un phénomène plus délicat à maitriser concerne l'influence de la précontrainte appliquée par les vis de raideur. Si l'élastomère présente un écrasement trop important sa raideur est modifiée localement

et modifie le comportement. De plus, des phénomènes de couplage non linéaire, dus à l'hyperstatisme lié à la présence de quatre actionneurs pour un plan, accentuent les difficultés de réglage. Néanmoins, le guidage de l'élastomère apporte un amortissement bénéfique au système lorsqu'il est suffisamment précontraint. À la suite d'essais, un compromis est trouvé et la réponse observée par les quatre capteurs est présentée à la figure 3.11.

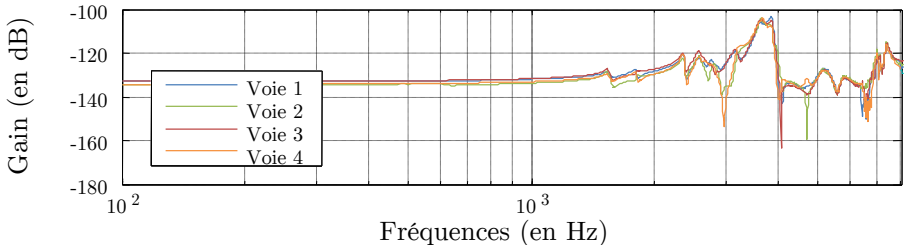


FIGURE 3.11 – *Réponse fréquentielle mesurée par les 4 capteurs lorsque les 4 actionneurs sont commandés – l'influence de l'instrumentation est corrigée.*

Les légères différences de gain restantes entre les quatre voies peuvent être corrigées linéairement par amplification différenciée des signaux de commande dans le système de contrôle. Il faut toutefois veiller à maintenir le couple résolution/étendue défini et évidemment ne pas chercher à corriger des variations inférieures aux différences de sensibilité des capteurs.

Le modèle mécanique identifié doit être représentatif du déplacement « moyen » de la plaque. En comparant les résultats de la figure 3.11 avec ceux de l'analyse modale expérimentale [7], il émerge une bonne adéquation avec les cinq premiers modes alors identifiés – respectivement à 1 615 ; 1 740 ; 2 610 ; 2 880 et 3 650 Hz. Du fait du changement, d'excitation donc des conditions limites, des variations apparaissent notamment quant à l'amplitude relative des différents modes. Toutefois le mode aux environs de 3 700 Hz demeure le plus important. Cela s'explique par l'allure de sa déformée modale proche d'un mode (0,1) d'une membrane circulaire (cf figure 2.16(e) page 32) et de sa susceptibilité à être excité par les quatre actionneurs.

Un modèle du 6ème ordre a été identifié modélisant ainsi le comportement global par trois résonances et 2 antirésonances – 3 pôles complexes conjugués et 2 zéros complexes conjugués. Les paramètres identifiés sont donnés dans le tableau 3.4 page suivante :

- La première résonance correspond en partie à l'influence des deux modes à 2 610 et 2 880 Hz mais également au mode de corps rigide vertical de la plaque isolée. Ce mode peut s'approximer par un système « masse-ressort-amortisseur », où le ressort correspond à la raideur des actionneurs et de leur vis ($k_{rig} = 4k_{PE} + 4k_r$) et la masse totale (m_{rig}) inclut celle de la plaque ($\approx 7,2$ kg) et de l'accéléromètre sismique ($0,77$ kg) posé lors de l'essai. La fréquence propre de ce mode s'exprime par la relation (3.19) :

$$F_{rig.} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{k_{equ.}}{m_{tot.}}} \approx 2\,400 \text{ Hz} \tag{3.19}$$

- La seconde résonance coïncide avec le mode le plus important, celui s'apparentant à un mode (0,1) d'une membrane circulaire, dont la fréquence propre se situe au environ de 3 700 Hz.
- La troisième résonance correspond à un mode situé à plus haute fréquence 7 000 Hz, hors de la plage d'intérêt de l'AME et qui n'avait donc pas été observé. En particulier, le changement induit sur la phase qui peut affecter la stabilité en boucle fermée motive sa prise en compte (cf. figure 3.12 page suivante).

7. cf. section II.1.2.b, paragraphe i page 29

TABLEAU 3.4 – *Résonances et antirésonances électromécaniques du PiedNano.*

	1ère résonance	2nd réso.	3ème réso.	1ère antirésonance	2nd antiréso.
f_{ir} [Hz]	2500	3700	6950	2900	6076
$\omega_{ir/ia}$ [rad/s]	15708	23248	43668	18221	38177
$\xi_{ir/ia}$	0,08	0,01	0,01	0,1	0,1

La fonction de transfert identifiée est donnée dans l'équation (3.20) et une comparaison graphique est présentée à la figure 3.12. Le gain statique $G_{em} = 224\ \mathrm{nm/V}$ correspond à la diminution par un facteur 5,3 du gain d'un actionneur PPA10M en adéquation avec le facteur 5 visé lors du dimensionnement des raideurs en parallèle.

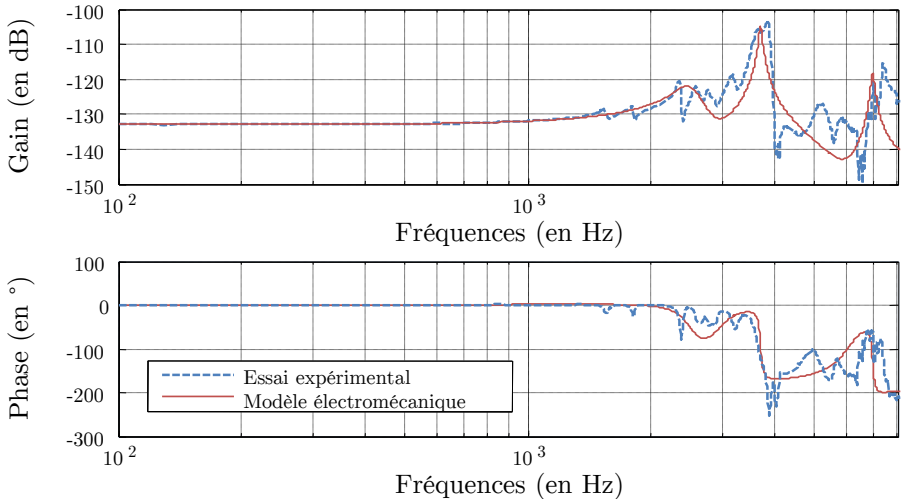


FIGURE 3.12 – *Comparaison entre le modèle électromécanique et la réponse fréquentielle du déplacement lorsque les 4 actionneurs sont commandés – l'influence de l'instrumentation est corrigée.*

$$H_{em}(p) = \frac{U(p)}{V_{com}(p)} = G_{em} \cdot \frac{\prod_{i=1}^{2} \frac{1}{\omega_{ia}^2} p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ia}}{\omega_{ia}} p + 1}{\prod_{i=1}^{3} \frac{1}{\omega_{ir}^2} p^2 + \frac{2 \cdot \xi_{ir}}{\omega_{ir}} p + 1} \tag{3.20}$$

Ce modèle est susceptible de fortement évoluer suivant la configuration du système. La prise en compte de la masse à contrôler modifiera le premier mode du système : pour une masse de $50\ \mathrm{kg}$ en plus de deux capteurs sismiques, la fréquence de ce premier mode devrait alors se retrouver aux alentours de $900\ \mathrm{Hz}$, ce qui demeurerait acceptable pour l'application envisagée. À l'inverse, l'interface support des quadrupôles modifiera les conditions limites de la plaque. Sa conception peut amener de la rigidité et augmenter les fréquences propres des nouveaux premiers modes pour apporter une amélioration du comportement.

III.1.4.b Limitations – Amplificateur LA75B

Une des limitations principales à apporter à ces modèles est celle liée à l'électronique de commande des actionneurs. La limite de courant délivrée par les amplificateurs est une des premières atteintes dans le cas d'utilisation dynamique. La modélisation du courant dans un actionneur piézoélectrique dépend de

plusieurs paramètres [Ronkanen 08] : la tension de commande, la force extérieure appliquée, le déplacement ainsi que la température de l'actionneur évoluant au cours du temps à cause de l'auto-échauffement dû aux pertes diélectriques [Gadala 09].

La relation (3.21) donne l'expression du courant aux bornes d'un actionneur piézoélectrique, où $\dot{u}$, $\dot{v}$, représentent la dérivée du déplacement et de la tension électrique de l'élément, α_e un terme caractérisant le couplage électromécanique et C_e la capacité équivalente de l'élément.

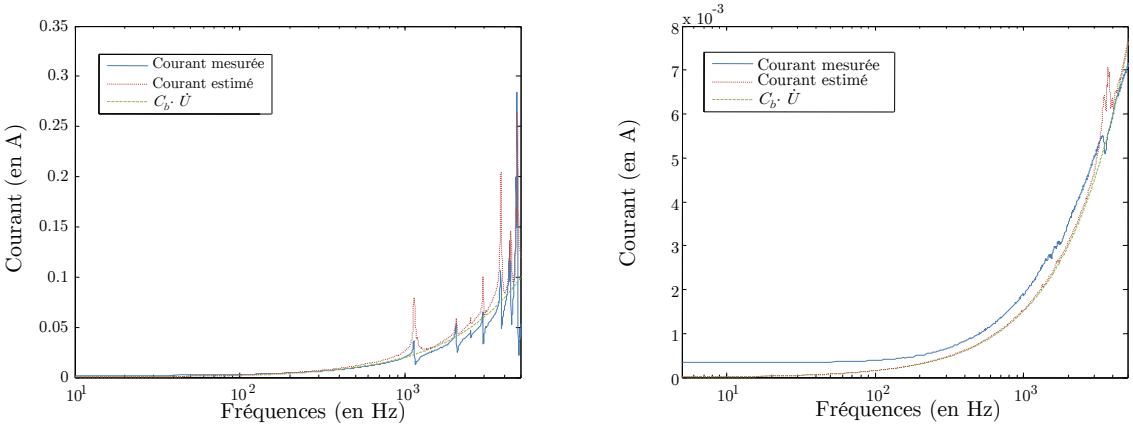
$$i_{piez} = \alpha_e \cdot \dot{u} + C_e \cdot \dot{v} \tag{3.21}$$

Du fait de la présence des termes dérivés, la valeur du courant augmente avec la fréquence. Une modélisation complète, tenant compte de l'ensemble des paramètres influençant le courant, n'est pas utile pour l'évaluation du courant recherchée. Afin d'apprécier la fréquence limite pour laquelle des saturations de courant peuvent apparaitre, les hypothèses suivantes sont adoptées : les termes α_e et C_e sont des approximations ne tenant pas compte de leurs évolutions dynamiques réelles :

- α_e est le rapport de la force bloquée sur la tension maximum de l'actionneur : $\alpha_e = \frac{\text{Force bloquée}}{v_{com.max}}$ (cf. équation (2.8) utilisée pour le dimensionnement lors de la conception)
- C_e est la capacité « bloquée » (C_b) de l'actionneur. Cette capacité corrige la capacité électrique libre-libre basse fréquence C_0 donné par le constructeur. Une partie de l'énergie stockée en libre-libre peut être stockée sous forme d'énergie élastique dans l'actionneur ce qui par couplage électromécanique augmente la capacité C_0 [Porfiri 07]. Pour obtenir la capacité bloquée, un terme traduisant l'énergie non stockée mécaniquement est soustrait :

$$C_e = C_b = C_0 - \alpha_e^2/k \qquad \text{où } k \text{ est la raideur de l'actionneur}$$

La figure 3.13 présente les acquisitions de courants relevées lors d'essais fréquentiels avec une tension d'amplitude de 1V pour le MicroPos et 0,5V pour le PiedNano. Le courant estimé est représenté en tenant compte du terme lié à $\dot{u}$ à partir des mesures de déplacements effectués simultanément. La contribution du terme $C_e \cdot \dot{v}$ est également tracée. Hors résonances, cette dernière est majoritaire. Les valeurs aux résonances sont de plus approchées car dépendantes de couplages non pris en compte. Cependant cette estimation apparait comme cohérente hormis un courant statique de $1\ \mathrm{mA}$ pour le MicroPos et $0,3\ \mathrm{mA}$ pour le PiedNano.



(a) MicroPos – Amplitude de tension de 1V

(b) PiedNano – Amplitude de tension de 0,5V

FIGURE 3.13 – *Courant délivré aux actionneurs en fonction de la fréquence*

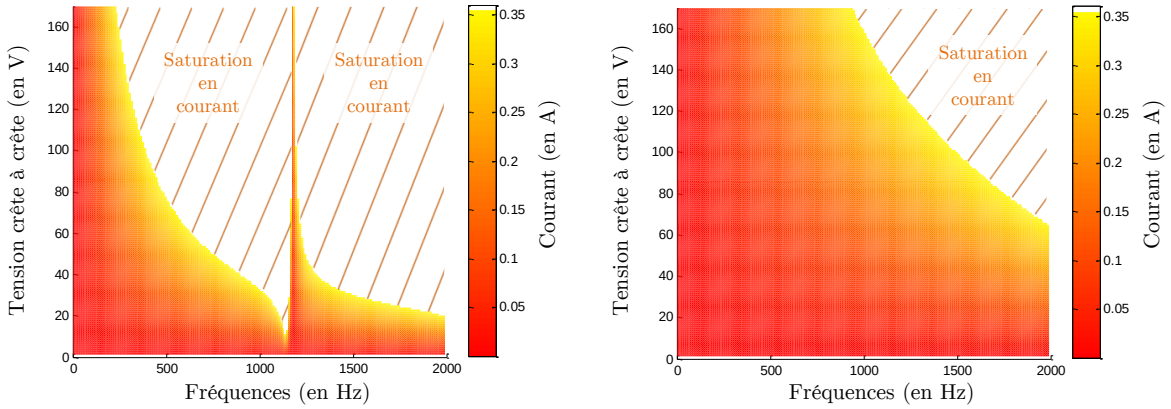
À partir de cette définition du courant, celui-ci peut-être estimé en fonction de la tension et de de la fréquence de commande. Cette estimation est faite grâce la fonction de transfert suivante (3.22), calculée

à partir de la transformée de Laplace de l'équation (3.21) :

$$\begin{aligned}
\mathscr{L}[i_{piez}] &= \alpha_e \cdot p \cdot U(p) + C_e \cdot p \cdot V(p) \\
\Rightarrow \frac{I(p)}{V(p)} &= p\left(\alpha_e \frac{U(p)}{V(p)} + C_e\right) \\
\frac{I(p)}{V(p)} &= p\left(\alpha_e H_{EM}(p) + C_e\right)
\end{aligned} \tag{3.22}$$

où $H_{EM}(p)$ correspond aux fonctions de transfert électromécanique précédemment identifiées pour les deux systèmes.

La figure 3.14 décrit l'évolution du courant en fonction de la tension de commande et de la fréquence. La zone où la saturation du courant apparait est représentée en blanc hachuré. Ces saturations définissent



(a) MicroPos (b) PiedNano

FIGURE 3.14 – *Courant délivré aux actionneurs en fonction de la tension de commande et de la fréquence*

les limites des modèles électromécaniques. D'un point de vue fréquentiel, elles n'apparaissent qu'à partir d'environ 220 Hz pour le MicroPos et environ 1 kHz pour le PiedNano. De plus, ces saturations sont pour les amplitudes de commandes maximales. Hors cas particulier, l'amplitude des perturbations a tendance à diminuer lorsque la fréquence augmente ce qui en conséquence entraine le même phénomène pour les amplitudes de commande. L'influence de ces saturations lors du contrôle devrait donc demeurer limitée pour les deux systèmes.

III.1.4.c Modélisation de l'hystérésis

L'effet piézoélectrique est particulièrement présent pour les matériaux présentant des propriétés ferroélectriques. Les constituants des actionneurs piézoélectriques sont donc généralement issus de cette classe de matériau. La ferroélectricité est caractérisée par une polarisation qui peut être modifiée par l'application d'un champ électrique. La relation entre le champ électrique et cette polarisation est décrite par une boucle d'hystérésis. La figure 3.15 page suivante reproduit la représentation schématique des relations au sein d'un actionneur piézoélectrique proposé dans [Adriaens 00]. Cette relation d'hystérésis se retrouve entre la tension de commande et l'élongation de l'actionneur mais la relation entre la charge et l'élongation n'est pas affectée par l'hystérésis [Goldfarb 97].

A partir de cette représentation, l'hystérésis est modélisé en série avec le modèle dynamique défini à la section précédente (cf. figure 3.16 page ci-contre). Cette approche se retrouve également adoptée dans [Croft 00, Ang 03] et par de nombreux autres auteurs [Devasia 07]. L'hystérésis se présente comme un phénomène non-linéaire, dépendant de l'historique et dynamique. L'élongation de l'actionneur est donc

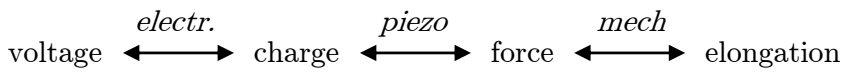


FIGURE 3.15 – *Représentation schématique des relations au sein d'un actionneur piézoélectrique – [Adriaens 00]*

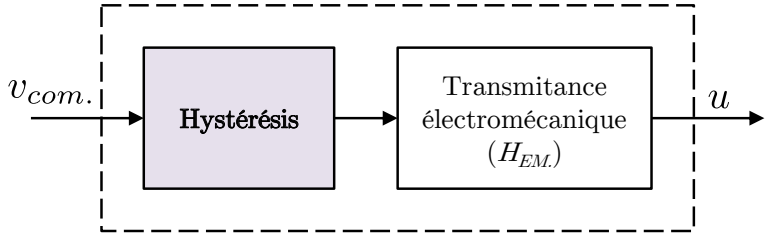
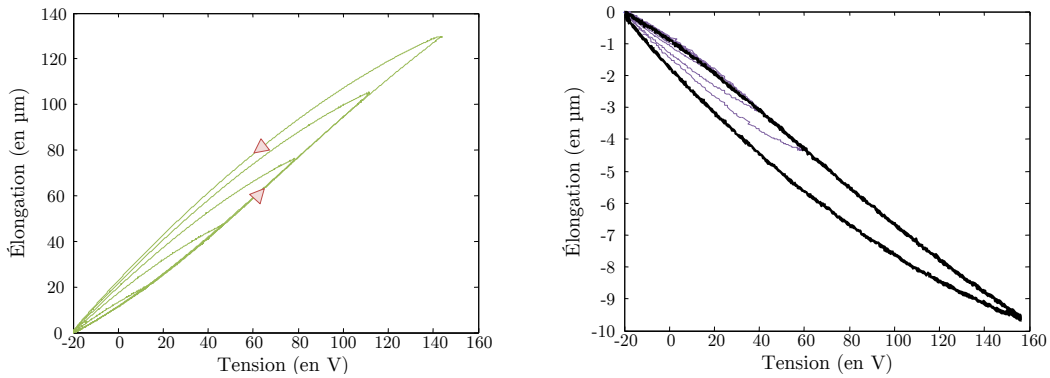


FIGURE 3.16 – *Modélisation non-linéaire d'un système commandé par un actionneur piézoélectrique*

fonction de la tension de commande et aussi de l'histoire des commandes appliquées. Cet effet mémoire est visible sur la figure 3.17(a) où l'élongation d'un actionneur APA100M est représentée en fonction de 5 amplitudes de commande différentes ; l'écoulement du temps s'interprète dans le sens fléché. La boucle dite majeure correspond au déplacement pour la plus grande variation de tension $[V_{min}, V_{max}]$. La figure 3.17 représente les boucles majeures pour les actionneurs APA100M et PPA10M. Ces figures mettent en évidence le fait que pour une tension donnée, il existe une incertitude sur l'élongation réelle de l'actionneur si l'on ne prend pas en compte l'historique de la commande. L'ensemble des élongations sont comprises à l'intérieur de la boucle majeure.



(a) APA100M (b) PPA10M – *Courbe en noir mesures CEDRAT*

FIGURE 3.17 – *Tracé de l'élongation en fonction de la tension de commande @5*Hz

La modélisation de l'hystérésis, en particulier celui des matériaux ferroélectriques, a fait l'objet de nombreux travaux. Pour les applications de commandes d'actionneurs piézoélectriques, on retrouve différentes modélisations :

Generalized Maxwell Slip : Le modèle de Maxwell, se présente initialement comme un modèle rhéologique mécanique. Un composant élémentaire constitué d'une raideur et d'un élément de frottement de Coulomb permet de décrire d'un point de vue mécanique un simple cycle d'hystérésis ayant la forme d'un parallélogramme entre la force et le déplacement. La mise en parallèle de n composants élémentaires, avec des valeurs différentes de frottements et raideurs, généralise à des fonctions plus complexes d'hystérésis. Par identification, ce modèle peut être appliqué aux actionneurs piézoélectriques [Goldfarb 97, Badel 08b]. Cependant les cycles asymétriques d'hystérésis, sans centre de symétrie pour la boucle majeure, ne peuvent être représentés ce qui constitue une des limitations de ce modèle dans son utilisation.

Modèle de Preisach : Le modèle de Preisach est un modèle générique d'hystérésis fréquemment utilisé dans des modèles de commande [Ge 96, Song 05, Liu 07, Jang 09, Cao 12]. Il s'appuie sur la mise en parallèle de relais d'hysterons élémentaires (du même type qu'un comparateur à hystérésis). Du fait de cette constitution, la réponse de ce modèle est discrète, par pas, et nécessite l'identification de nombreux paramètres pour obtenir une bonne résolution. Ce modèle permettent de décrire précisément l'hystérésis d'actionneurs piézoélectriques et en particulier les cycles asymétriques [Ge 97].

Prandtl-Ishlinskii : Le modèle de Prandtl-Ishlinskii se base également sur une superposition d'éléments d'hystérésis élémentaires [Kuhnen 03]. [Kuhnen 99, Shan 12] présentent des implémentations de ce modèle pour la commande d'actionneurs. Afin de décrire le comportement asymétrique des modifications ont été proposées [Kuhnen 03], en particulier pour les actionneurs piézoélectriques [Jiang 10]. [Ang 03] propose également une modélisation de la variation de l'hystérésis en fonction de la fréquence basée sur ce modèle.

Bouc-Wen : Le modèle de Bouc Wen permet une formulation mathématique de l'hystérésis. Son utilisation dans la modélisation d'actionneur piézoélectrique est proposée par [Lin 06, Wang 10, Trabia 11]. Une évolution permettant la prise en compte des hystérésis non symétriques est présentée dans [Song 06].

Le modèle de Preisach généralisé intégrant l'asymétrie a été retenu. Les variations fréquentielles de l'hystérésis ne sont pas prises en compte. Celles-ci étant d'un ordre de grandeur inférieur, la modélisation de l'hystérésis statique est apparue comme suffisante. Le pas de discrétisation de ce modèle définit le nombre de paramètres à identifier. Si n représente le nombre de pas décrivant une demi boucle, le nombre d'éléments à identifier est de $n \cdot (n+1)/2$. Ce modèle n'a été identifié que pour l'application du MicroPos. 100 éléments ont été choisis pour décrire la branche ascendante (cf. figure 3.18), respectivement la branche descendante, ce qui conduit à l'identification de 5 050 paramètres. Un peu moins de 200 acquisitions de cycles d'hystérésis sont nécessaires. Les amplitudes de commandes varient sur l'ensemble de la plage de l'actionneur. Afin de négliger la dynamique du système pour respecter l'hypothèse de découplage des modèles, ces signaux de commande sont en basse fréquence (à 5 Hz). La procédure d'identification s'appuie sur celle décrite par [Ge 95, Ge 97]. Le script d'identification du modèle de Preisach a été développé par Hanene Snoussi lors d'un stage de master au laboratoire SYMME.

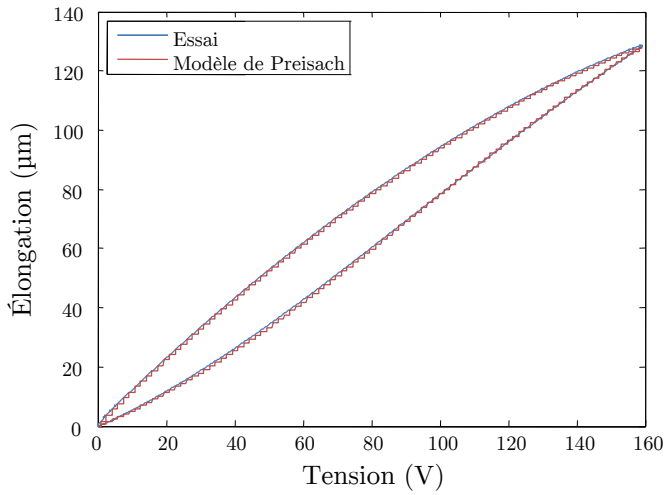


FIGURE 3.18 – *Comparaison du modèle de Preisach identifié et d'un essai expérimental d'une boucle d'hystérésis pour APA100M*

La figure 3.18 présente une comparaison de simulation du modèle identifié avec un cycle réel. La

discrétisation de la sortie du modèle de Preisach est clairement visible. Sa capacité à reproduire le comportement réel de l'actionneur conduit à son utilisation comme modèle de simulation dans la suite de ces travaux.

III.2 PiedNano : Performances et comparaison modèle - essai

La modélisation des éléments du PiedNano a joué un rôle dans l'optimisation de ses performances. Il reste cependant d'une part à évaluer sa capacité à obtenir des performances sub-nanométriques et d'autre part à valider le modèle dynamique global du système.

III.2.1 Résolution – Étude du SNR

Afin de démontrer les capacités de résolution sub-nanométrique du PiedNano, une étude du rapport signal sur bruit de la chaine composée des CNA-CAN, de la partie électromécanique, et de la mesure par les capteurs capacitifs a été effectuée. La figure 3.19 représente les contours de cette étude.

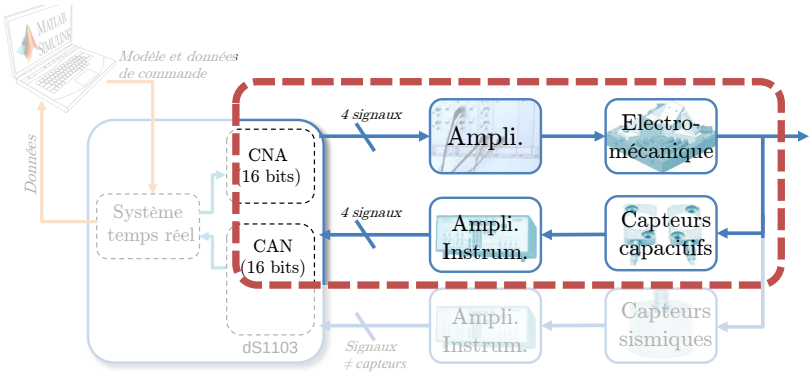


FIGURE 3.19 – *Éléments du PiedNano pris en compte pour l'étude de ses capacités sub-nanométriques*

La démarche adoptée se présente de la même manière que pour l'étude du rapport signal sur bruit de quantification des CNA et CAN présentée à la section III.1.2.a page 56. Un signal de commande à 10 Hz est généré par l'intermédiaire des CNA et la réponse issue des capteurs capacitifs mesurée par les deux méthodes présentées précédemment : mesure du SNR avec acquisition préalable du bruit et mesure du SINAD – avec distorsions harmoniques – par transformée de fourrier discrète. Bien que la mesure effectuée par les capteurs capacitifs soit relative, il a été veillé à ce que l'environnement extérieur vienne le moins perturber les essais : le PiedNano était alors situé sur une table optique isolée passivement et les essais ont été réalisés dans des horaires où l'activité humaine est restreinte.

Les résultats obtenus sont illustrés à la figure 3.20 page suivante. En abscisse est représenté le déplacement RMS exprimé en nanomètre et calculé en utilisant la sensibilité des capteurs. La contribution du rapport signal sur bruit de quantification de la carte DS1103, présentée précédemment, est également tracée en référence. Supérieur, il n'apparait pas comme la limite des éléments étudiés. Par la suite, les essais de contrôle du système sont réalisés à l'aide d'une solution DS1006 qui s'avère avoir de meilleurs performances de quantification[8]. La résolution accessible dans ces conditions est de $0,15$ nm[rms] – rapport signal sur bruit de 0 dB.

La courbe du SINAD présente une chute de son rapport pour les amplitudes de commandes les plus importantes. Ce phénomène s'interprète comme une augmentation des distorsions harmoniques pour les amplitudes élevées. Ceci est en adéquation avec les distorsions harmoniques introduites par l'hystérésis des actionneurs et qui deviennent non négligeables pour les grandes amplitudes.

8. cf. section II.2.2.a page 43

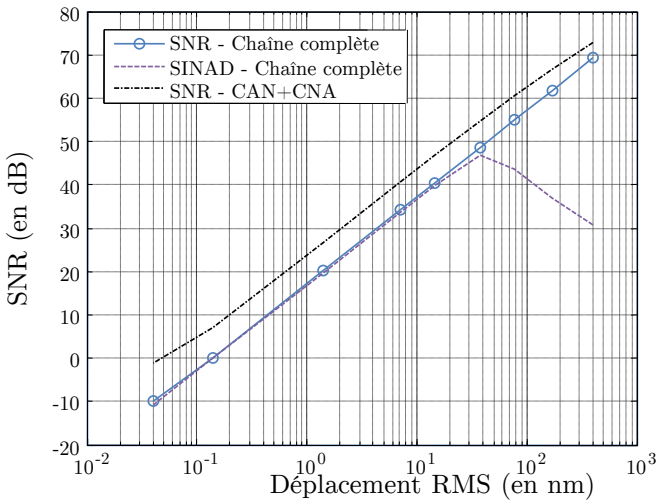


FIGURE 3.20 – *Détermination expérimentale du rapport signal sur bruit du PiedNano*

Le rapport signal sur bruit en utilisant les accéléromètres ne peut pas être déterminé de la même manière puisque aux échelles considérées, il est difficile d'isoler le système des perturbations extérieures. Les perturbations – le mouvement du sol, ou de la structure sur laquelle repose le PiedNano – seraient alors considérées comme du bruit dans la détermination de ce rapport. Dans ce cas, l'approche consiste à caractériser indépendamment le bruit du capteur sismique grâce à des mesures réalisées par deux capteurs d'un même modèle dans des conditions les plus identiques possibles, en environnement calme et contrôlé lors de l'essai (température, humidité,etc.) [Wielandt 12, Bolzon 07]. Le bruit est alors estimé à partir des fonctions de cohérence entre les signaux issus des deux capteurs (cf. section III.1.3.d page 62).

III.2.2 Modèle dynamique global

Le modèle dynamique global en boucle ouverte du PiedNano s'obtient par la multiplication des fonctions de transfert des éléments préalablement identifiés. Il est indiqués en trait plein sur le schéma 3.21 et comprend : Le modèle électromécanique, l'accéléromètre Wilcoxon 731A et l'amplificateur d'instrumentation associé. Afin de valider ce modèle, sa réponse fréquentielle et celle réelle du système sont

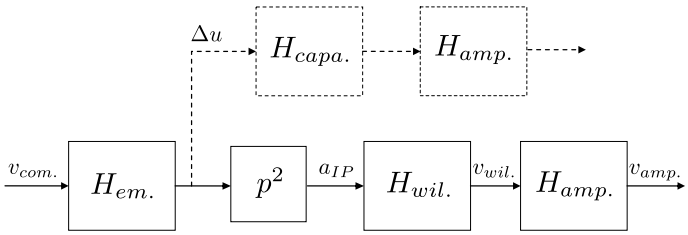


FIGURE 3.21 – *Schéma bloc du PiedNano en boucle ouverte.*

confrontées. Les conditions expérimentales pour réaliser cette comparaison sont les suivantes : un balayage fréquentiel d'amplitude variable est réalisé. Afin d'obtenir une accélération exploitable dans la gamme de mesure de l'accéléromètre, la tension de commande des 4 actionneurs qui génèrent un déplacement est du même ordre en basse fréquence que pendant l'identification. Puis la tension diminue avec le carré de la pulsation pour éviter toute saturation y compris lors des résonances. La fréquence d'échantillonnage est de 50 kHz. Cette fréquence est celle adoptée par la suite lors de l'implantation de contrôleurs. Ce pas de temps autorise également la simulation en temps réel, sur la DS1006, du modèle

en boucle ouverte du système. L'accéléromètre est placé au centre de la partie isolé du PiedNano.

La figure 3.22 démontre la bonne adéquation entre le modèle ainsi établi et la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système validant ainsi la modélisation dynamique du PiedNano.

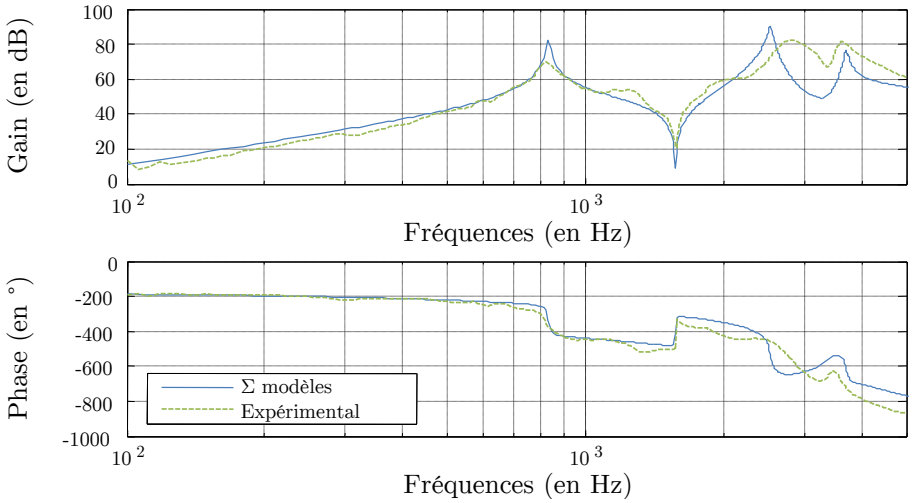


FIGURE 3.22 – *Comparaison entre le modèle global et la réponse fréquentielle mesurée par l'accéléromètre.*

III.3 Conclusion

Le processus de modélisation des deux systèmes comporte, dans un premier temps, une étape de validation de la réalisation, et du montage, des systèmes au travers de leur mise en œuvre. La démarche, consistant à identifier les sous-ensembles de façon indépendante, contribue à discerner leurs influences relatives vis-à-vis des performances globales. L'optimisation du fonctionnement peut se faire avec plus d'efficacité en ciblant les éléments limitants.

Cette démarche permet également d'approcher au mieux les phénomènes physiques mis en jeu. La démonstration, expérimentale, des performances est un des enjeux de ces travaux. L'approche proposée définit les contraintes et les phénomènes influant par rapport aux performances en termes de dynamique et de résolution. La mise en évidence de ces principes, leurs maitrises, et leurs modélisations contribuent à la validation des résultats expérimentaux.

Cette modélisation précise accompagnée, de ses limites explicitées, lève en grande partie les incertitudes relatives aux comportements des systèmes. Ceci permet, lors de la conception de lois de commande, la recherche de performances tout en maitrisant la robustesse.

4

CONTRÔLE

Sommaire

À partir des modèles établis, la conception de contrôleurs peut être réalisées. Ces modèles servent également à une première étape de simulation avant implémentation sur les systèmes réels. Les deux systèmes étudiés ont des objectifs différents vis-à-vis de leur applications : positionnement et isolation pour le MicroPos, isolation seule pour le PiedNano. Associés à des comportements sensiblement différents, en particulier au niveau des capteurs, il en résulte des stratégies de contrôle diverses. Les deux applications feront donc l'objet d'un traitement à part dans ce chapitre : dans un premier temps celle adoptée pour le MicroPos est décrite et validée expérimentalement, puis les premiers résultats obtenus démontrant la faisabilité de l'atténuation des mouvements du sol avec le PiedNano seront présentés.

IV.1 Contrôleur micropositionnement et isolation

Le contrôle du MicroPos doit permettre d'obtenir un positionnement et un rejet de perturbations efficaces jusqu'à 100 Hz. La figure 4.1 rappelle la constitution du système : le déplacement contrôlée u_{pos} est mesurée par le capteur capacitif ; u_{vib} représente les perturbations du processus et est généré expérimentalement par l'actionneur de l'étage inférieur.

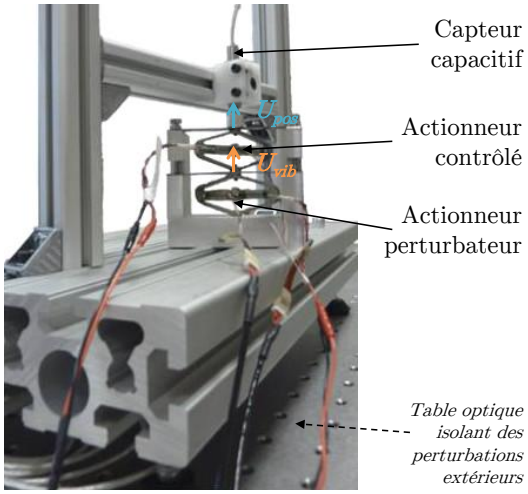


FIGURE 4.1 – *Configuration pour le contrôle du MicroPos*

Dans une première approche, et pour faciliter la conception des lois de commandes du MicroPos, celle-ci ne repose que sur le modèle linéaire. Toutefois, les effets dus à l'hystérésis ne s'avèrent pas négligeables. Une compensation des non-linéarités causées par l'hystérésis est donc introduite dans un second temps. Cette linéarisation fait appel à un modèle inverse d'hystérésis (cf. figure 4.2). Ce prin-

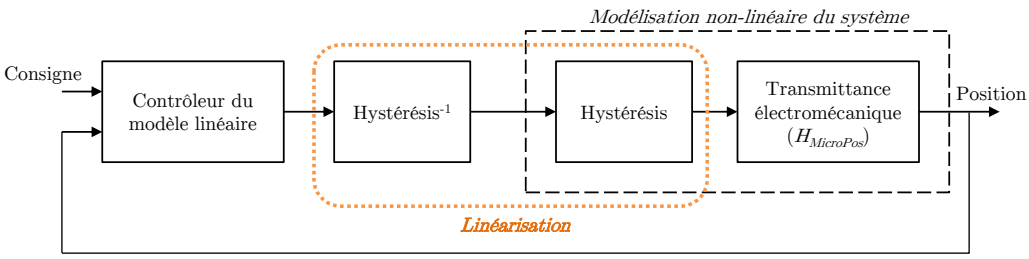


FIGURE 4.2 – *Principe de contrôle du MicroPos*

cipe est couramment utilisé dans les applications de contrôle en présence d'actionneurs piézoélectriques [Lee 00, Ang 03, Wang 10, Shan 12] et permet de satisfaire les hypothèses de l'approche linéaire de la commande.

IV.1.1 Approche linéaire

Dans le cadre de l'approche liénaire, on considère que le comportement est uniquement décrit par la fonction de transfert $H_{MicroPos}(p)$ (cf. (3.18) à la page 66). Celle-ci présente de nombreuses résonances rapprochées. La simplification de ce modèle, hormis la suppression de la dernière résonance, conduit rapidement à de grandes différences avec le comportement observé et n'est pas satisfaisante.

Il existe dans la littérature de nombreuses propositions de contrôleurs liées au positionnement et la stabilisation ; une synthèse est disponible dans [Devasia 07]. Depuis, [Aphale 08] propose un contrôleur

efficace, avec une action *feedforward* en plus d'un asservissement, mais limité à un système en présence d'une seule résonance. En ce qui concerne une approche par espace d'état, la difficulté majeure dans le cas du MicroPos sera le nombre de modes présents dans le modèle, et donc le nombre d'états à reconstruire à partir de la seule mesure du déplacement. Pour des applications de contrôle de vibrations de structures flexibles, des contrôleurs ne prenant pas en compte les modes en hautes fréquences sont synthétisés avec une efficacité en basses fréquences [Chen 03].

Le contrôleur Proportionnel-Intégral (PI) est sans doute le plus répandu dans les applications commerciales de systèmes de positionnement de précision. Il permet l'obtention de performances satisfaisantes [Mayhan 00]. Le contrôle du MicroPos s'appuie sur un régulateur PI associé à une mise en forme de la boucle ouverte dans le domaine fréquentiel. Cette mise en forme est obtenue par l'ajout d'un filtre dédié. Le schéma de contrôle du système est décrit à la figure 4.3.

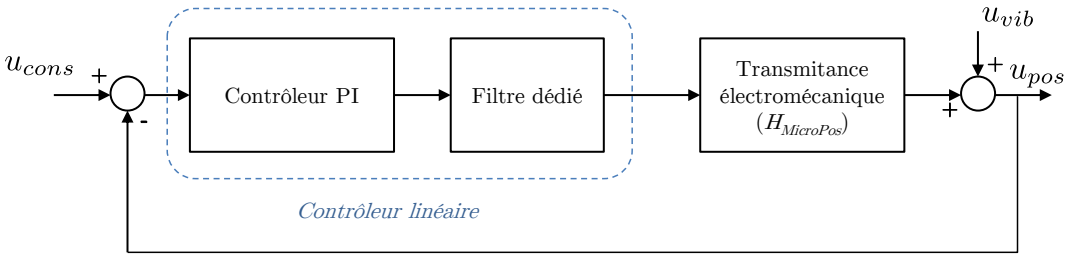


FIGURE 4.3 – *Schéma fonctionnel du contrôleur linéaire du MicroPos*

Les deux fonctions de transfert caractérisant l'application envisagée sont :

Positionnement : $P(p) = \frac{U_{pos}}{U_{ref}}$, la fonction de transfert en boucle fermée du système qui doit entre autre avoir comme caractéristique un gain de 1 sur la plage de fréquence considérée [0 ; 100] Hz.

Isolation : $S(p) = \frac{U_{pos.}}{U_{vib.}}$, la sensibilité de la position par rapport aux perturbations. À une fréquence donnée, il y a isolation si le gain est inférieur à 1 en valeur absolue et d'autant plus efficace que le gain de cette fonction de transfert est proche de 0.

IV.1.1.a Conception du filtre dédié

Pour prévenir les instabilités en boucle fermée, le filtre dédié doit empêcher la commande, générée par le contrôleur, de venir exciter les résonances du système. Pour réaliser cet objectif, la réponse fréquentielle du filtre en série avec celle du MicroPos ne doit plus faire apparaitre de zones où le gain dépasse le gain statique du système. Autrement dit, le filtre doit atténuer les résonances du système. Une contrainte pour la réalisation de ce filtre réside dans sa phase. Si le filtre introduit trop de déphasage dans les basses fréquences cela limite la bande passante du contrôle.

Pour résoudre ces deux problématiques, un filtre du 6ème ordre a été conçu. Il est composé de :

– un filtre coupe-bande qui atténue la première résonance du MicroPos et dont la fonction de transfert ($H_{CP}(p)$) est donnée ci-contre (4.1) :

$$H_{CP}(p) = \frac{\frac{1}{\omega_{CP}^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \xi_1}{\omega_{CP}} \cdot p + 1}{\frac{1}{\omega_{CP}^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot \xi_2}{\omega_{CP}} \cdot p + 1} \tag{4.1}$$

– un filtre passe bas du 4ème ordre composé lui-même de la mise en série de deux filtres passe-bas du second ordre à réponse Butterworth dont la fonction de transfert est indiquée dans l'équation (4.2) :

$$H_{But.i}(p) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{Bi}^2} \cdot p^2 + \frac{\sqrt{2}}{\omega_{Bi}} \cdot p + 1} \tag{4.2}$$

L'utilisation de deux filtres avec des fréquences de coupures décalées contribue à minimiser le déphasage dans les fréquences inférieures.

Les paramètres de réglages de ces différents filtres sont précisés dans le tableau 4.1 . Le filtre dédié

TABLEAU 4.1 – *Paramètres de réglage du filtre dédié*

Filtre coupe bande	$\omega_{CP} = 7\,150$ rad/s	ξ_1 =0,1	ξ_2 =0,56
1er filtre Butterworth	$\omega_{B1} = 8\,170$ rad/s		
2nd filtre Butterworth	$\omega_{B2} = 12\,600$ rad/s		

et son effet sur la fonction de transfert du MicroPos sont présentés à la figure 4.4. L'atténuation des résonances est suffisante pour que le gain ne dépasse jamais le gain statique tout en préservant le déphasage en vue du réglage du contrôleur PI.

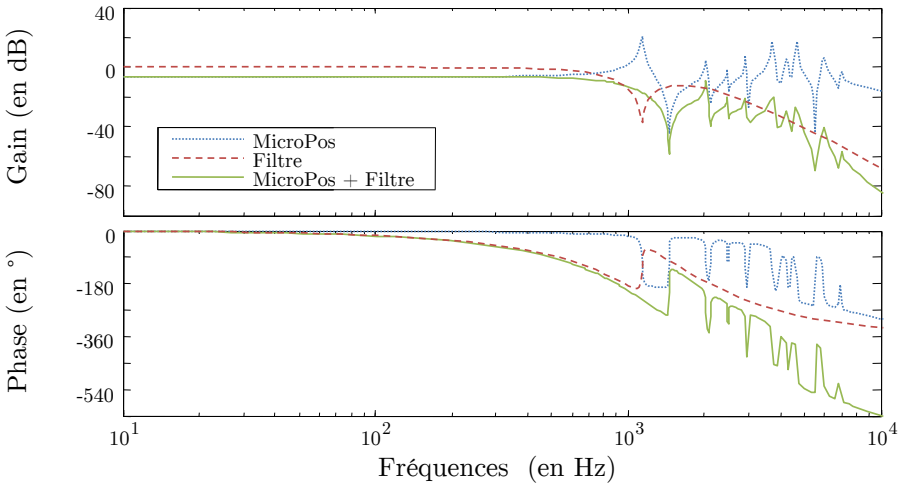


FIGURE 4.4 – *Réponses fréquentielles du filtre dédié et de son influence sur la réponse du MicroPos*

IV.1.1.b Synthèse du contrôleur PI

Le contrôleur PI possède deux paramètres, un gain proportionnel K_p et un gain de l'action intégral K_I. La fonction de transfert du contrôleur $C(p)$ associée à ces deux paramètres est donnée dans l'équation (4.3) :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \tag{4.3}$$

La synthèse du contrôleur PI s'appuie sur les caractéristiques que doivent posséder les deux fonctions de transfert $P(p)$ (4.4) et $S(p)$ (4.5) qui décrivent respectivement le positionnement et l'isolation.

$$P(p) = \frac{U_{pos.}}{U_{ref.}} = \frac{C(p) \cdot H_{Filtre}(p) \cdot H_{MicroPos(p)}}{1 + C(p) \cdot H_{Filtre}(p) \cdot H_{MicroPos}(p)} \tag{4.4}$$

$$S(p) = \frac{U_{pos.}}{U_{vib.}} = \frac{1}{1 + C(p) \cdot H_{Filtre}(p) \cdot H_{MicroPos}(p)} \tag{4.5}$$

La réponse fréquentielle de $P(p)$ doit présenter un gain de 1 dans la plage [0 ; 100] Hz. Sur cette même bande passante, la réponse de $S(p)$ doit posséder un gain inférieure à 1 (0 dB). La valeur de -3 dB est adoptée comme critère de limite d'efficacité de l'isolation. La stabilité est prise en compte au travers des

marges de gain (M_G) et marges de phase (M_P) dont les valeurs minimales sont fixées respectivement à 10 dB et 45°.

Le couple $K_p = 0{,}0488$ et $K_i = 1\,820$ satisfait les deux conditions sur $P(p)$ et $S(p)$ comme le montre la figure 4.5. Le rejet de perturbation $S(p)$ est opérant dans la plage [0 ; 100] Hz avec un taux de rejet minimal de $-3,3$ dB à 100 Hz. La stabilité est également assurée avec respectivement une marge de gain de $12,9$ dB et une marge de phase de $69,4°$ représentées à la figure 4.6.

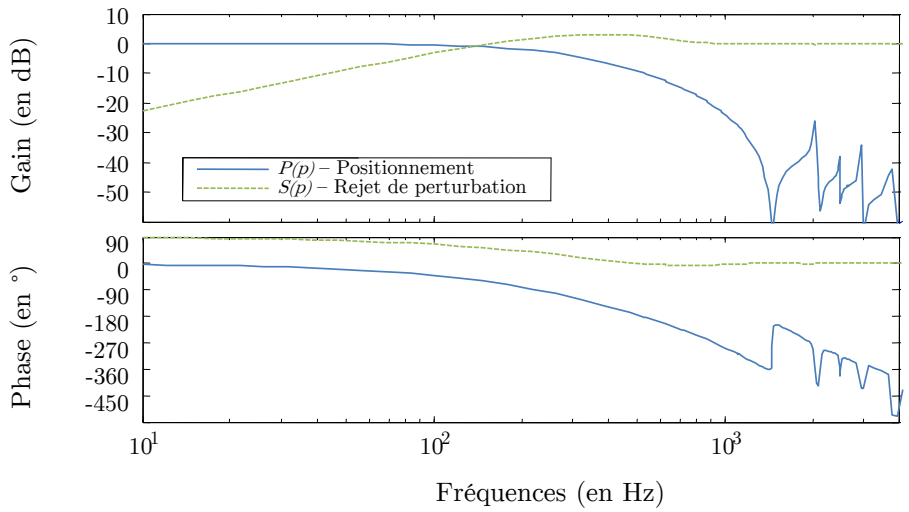


FIGURE 4.5 – *Réponse fréquentielle de la position et de la sensibilité aux perturbations sur la sortie*

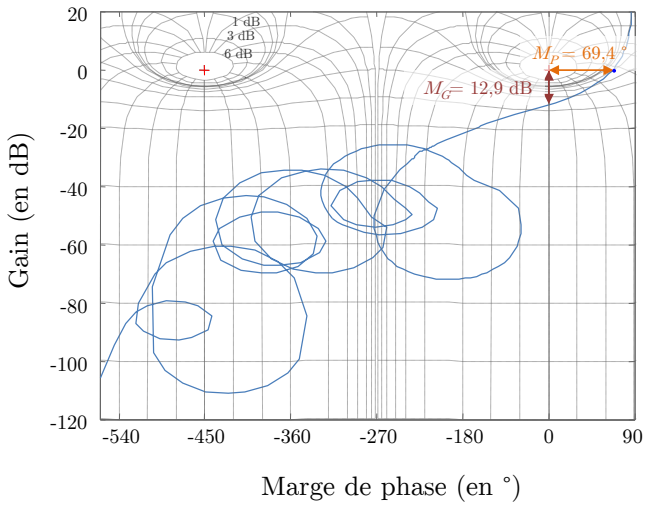


FIGURE 4.6 – *Lieu de Black-Nichols du système avec son correcteur en boucle ouverte.*

Des essais en simulation et expérimentaux de ce contrôleur linéaire ont été réalisés. L'essai consiste en un échelon puis en l'application d'une perturbation en échelon filtrée pour tenir compte des capacités de l'actionneur perturbateur. Les simulations sont exécutées à l'aide de Matlab-Simulink, le pas de temps de simulation est de 20 µs, identique à celui adopté pour l'implantation réelle sur le calculateur cible DS1103. Deux cas de simulation ont été étudiés :

Modèle linéaire : En référence, le modèle du MicroPos est considéré comme linéaire avec sa seule fonction de transfert ($H_{MicroPos(p)}$), c'est-à-dire avec les hypothèses de conception du contrôleur.

Modèle non-linéaire Le second cas de simulation inclue également le modèle d'hystérésis de Preisach pour décrire le comportement du MicroPos (cf. section III.1.4.c page 70 du chapitre III).

Les trois réponses obtenues – *modèle linéaire, modèle non-linéaire et expérimentale* – sont comparées sur la figure 4.7. Ces essais mettent en évidence l'influence de l'hystérésis dans la réponse du système avec l'apparition d'un fort dépassement ($\approx 25\%$) et d'oscillations résiduelles. De plus, il est confirmé que le modèle non-linéaire incluant l'hystérésis décrit bien le comportement du MicroPos en le comparant avec le système réel.

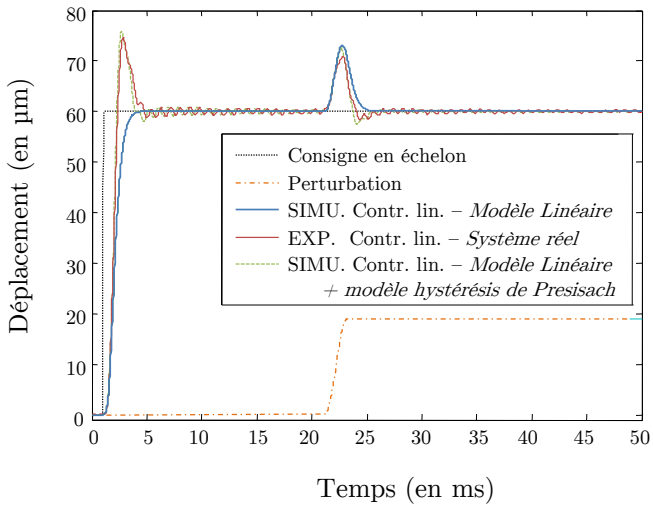


FIGURE 4.7 – *Essais, simulés et expérimental, du contrôleur linéaire (PI + filtre dédié)*

IV.1.2 Linéarisation – Opérateur inverse d'hystérésis

Afin de diminuer le dépassement et d'atténuer les oscillations résiduelles, une première solution consisterait à « ralentir » le contrôleur PI, en diminuant le gain, avec pour conséquences une diminution des performances. La seconde démarche, adoptée ici, augmente le contrôleur avec un opérateur inverse d'hystérésis afin d'en compenser les effets.

Basés sur les différents modèles d'hystérésis existants et leurs principes d'inversions, il existe de nombreux opérateurs inverses d'hystérésis [Devasia 07, Lee 00]. Le choix s'est porté sur un opérateur inverse d'hystérésis (LIHO) précédemment décrit dans [Badel 08c] et validé pour des applications de contrôle d'effort d'actionneurs piézoélectriques [Badel 08a]. Comme pour le modèle de Preisach généralisé [Ge 97] ou des modèles de Prandtl-Ishlinskii modifiés [Kuhnen 03, Jiang 10], cet opérateur différencie le comportement de la branche ascendante et descendante pour prendre en compte le comportement asymétrique de l'hystérésis des actionneurs piézoélectriques. Contrairement au modèle inverse de Preisach, il ne requiert que 6 paramètres.

Ces 6 paramètres servent à décrire les deux fonctions principales sur lesquelles s'appuie cet opérateur : la « fonction générale ascendante » (f_1 – *general ascending function*) servant à décrire le comportement des branches ascendantes de l'hystérésis et la « fonction générale de retour » (g_2 – *general reversal function*) pour les branches descendantes . Leurs équations sont données dans (4.6).

$$\begin{cases} f_1 &= a_1 \left(1 - \sqrt{1 + \frac{x^2}{{b_1}^2}}\right) + c_1 \cdot x \\ g_2 &= -a_2 \left(1 - \sqrt{1 + \frac{x^2}{{b_2}^2}}\right) + c_2 \cdot x \end{cases} \tag{4.6}$$

Toutes les branches ascendantes et descendantes des boucles d'hystérésis sont considérées comme des

translations particulières de f_1, respectivement g_2. L'opérateur détecte les extrema de la commande et permute alors d'une branche à l'autre.

L'identification des 6 paramètres s'effectue sur la boucle majeure avec la plus grande amplitude de la tension de commande, en basse fréquence comme pour le modèle de Preisach. Les 6 paramètres identifiés sont donnés dans le tableau 4.2. Une comparaison entre une boucle d'hystérésis expérimentale et celle correspondante de l'opérateur inverseur LIHO est présentée à la figure 4.8. Cet opérateur inverse est ainsi capable de représenter l'hystérésis induit sur le déplacement pour ce type d'actionneur piézoélectrique.

TABLEAU 4.2 – *Paramètres identifiés de l'opérateur inverse d'hystérésis*

a_1	12,676 6	V	a_2	62,743 9	V
b_1	12,267 8	µm	b_2	47,019 3	µm
c_1	2,172 1	V/µm	c_2	2,180 4	V/µm

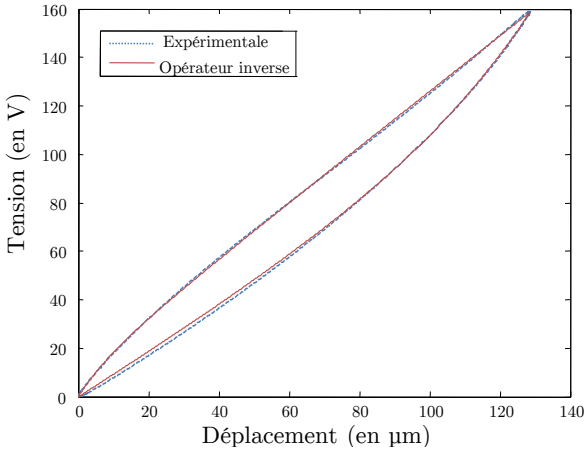


FIGURE 4.8 – *Comparaison entre une boucle d'hystérésis expérimentale et générée par l'opérateur inverse*

IV.1.3 Performances – Validation expérimentale

Le contrôleur non-linéaire incluant l'opérateur inverse d'hystérésis (cf. figure 4.9) a été validé expérimentalement après simulation. La figure 4.10 page suivante présente les résultats de l'essai en échelon

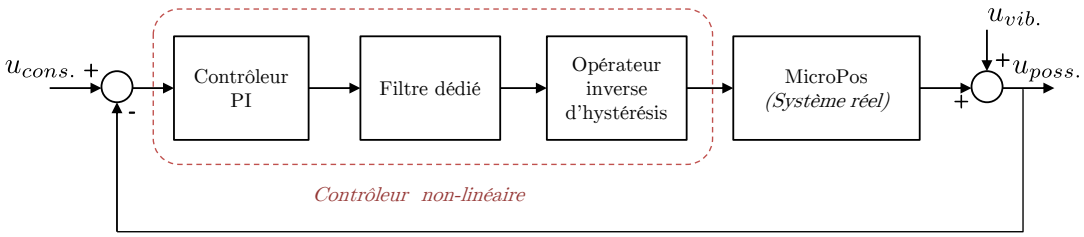


FIGURE 4.9 – *Schéma fonctionnel du contrôleur non-linéaire du MicroPos*

avec une perturbation pour ce contrôleur. À titre de référence, le résultat obtenu pour le contrôleur linéaire est également tracé. L'effet de l'opérateur inverse est clairement visible dans la disparition du dépassement ainsi que dans l'atténuation des vibrations résiduelles. La réponse du contrôleur non-linéaire se rapproche alors de la réponse du contrôleur linéaire lorsque l'hystérésis n'est pas prise en compte.

Afin de confirmer ce résultat de la compensation de l'hystérésis et donc de la linéarisation du système, une caractérisation expérimentale fréquentielle est effectuée. La réponse concernant le positionnement

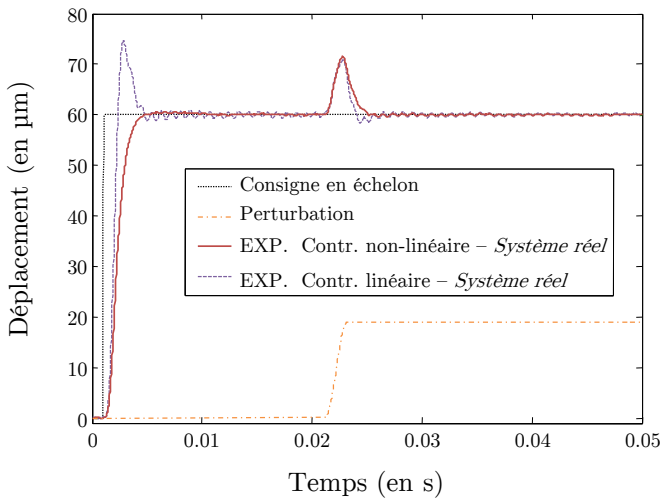


FIGURE 4.10 – *Essais expérimentaux des deux contrôleurs linéaire et non-linéaire*

($P(p)$) est obtenue grâce à un balayage fréquentiel d'amplitude de 40 µm, amplitude suffisante pour faire apparaitre les effets de l'hystérésis. La plage de fréquence considérée, de 10 Hz à 5 kHz, supérieure à la zone d'intérêt du contrôleur permet de valider expérimentalement l'ensemble de la conception du contrôleur, en faisant apparaitre notamment l'effet du filtre dédié dans les fréquences élevées. De plus, durant l'acquisition, la résolution fréquentielle est suffisante pour être en mesure de détecter, lors du post-traitement, les distorsions harmoniques induites par l'hystérésis. Cette caractérisation est comparée avec la réponse linéaire ayant servie à la conception du contrôleur sur la figure 4.11. Le premier pic observé, présentant une différence, correspond à la première résonance du système. Celle-ci n'est pas totalement amortie par le filtre coupe bande mais suffisamment pour conserver les hypothèses sur le comportement attendu. Le positionnement est validé expérimentalement sur une bande passante de [0 ; 190] Hz à −3 dB.

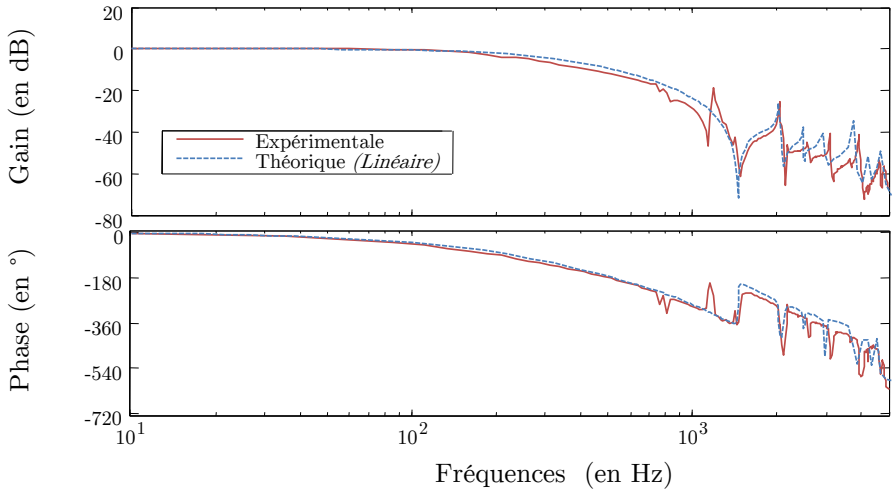


FIGURE 4.11 – *Comparaison fréquentielle de la position expérimentale et linéaire théorique*

La réponse de la fonction de sensibilité ($S(p)$) est également déterminée à l'aide de deux essais. L'actionneur perturbateur est commandé en boucle ouverte pour effectuer un balayage fréquentiel entre 10 Hz et 5 kHz d'amplitude de 40 V (≈ 25 µm en quasi-statique). Un essai est effectué avec le contrô-

leur et l'autre sans, au même point de fonctionnement. Le gain est donné par le ratio des amplitudes avec et sans contrôleur et la phase par leur différence. Les effets dus à la commande en boucle ouverte de l'actionneur perturbateur sont ainsi compensés. La figure 4.12 confronte les données expérimentales avec celles de la conception linéaire du contrôleur. L'isolation expérimentale réalisée possède une bande passante de [0 ; 100]Hz à -3 dB validant ainsi le cahier des charges fixé pour ce dispositif.

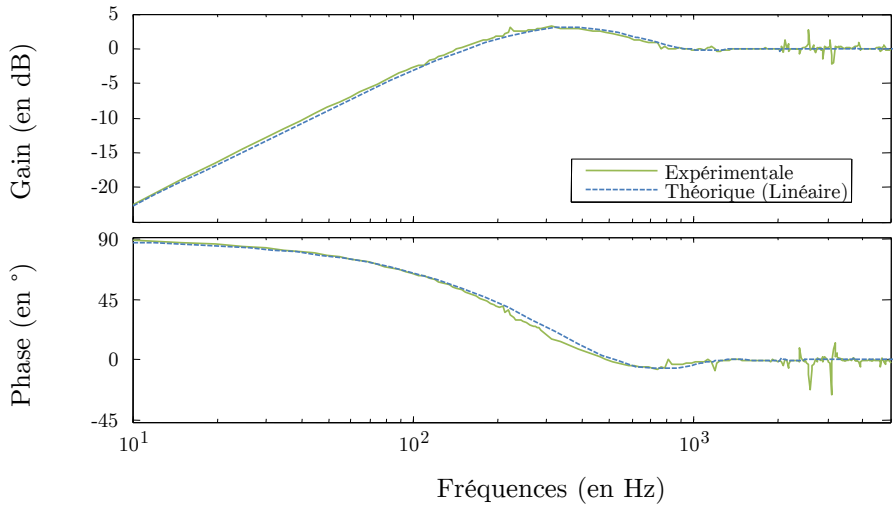


FIGURE 4.12 – *Comparaison fréquentielle de la sensibilité aux perturbations sur la sortie, expérimentale et linéaire théorique.*

IV.1.4 Conclusion

L'opérateur inverse d'hystérésis LIHO est validé expérimentalement pour des applications de contrôle de position. La linéarisation permet ainsi de s'affranchir de la contrainte de l'hystérésis lors de la conception du contrôleur et de son réglage. Ce point est validé par une caractérisation expérimentale complète de la fonction de transfert en boucle fermée et de la sensibilité aux perturbations. La réalisation de cette validation expérimentale est réalisable grâce à l'architecture du MicroPos.

En adoptant un autre point de vue, on peut considérer que l'utilisation de l'opérateur inverse d'hystérésis permet d'augmenter la bande passante par rapport à un contrôleur linéaire, tout en conservant les propriétés de stabilité.

Bien que les performances définies au cahier des charges soient atteintes, une augmentation supérieure de la bande passante pourrait se faire par un contrôle des premières fréquences de résonances. Pour un système présentant trois résonances, [Fleming 10] propose une stratégie avec l'utilisation d'un capteur d'effort en plus d'un capteur de déplacement.

IV.2 Contrôleur Nano-isolation – Faisabilité

Le contrôle du PiedNano a pour objectif l'isolation du mouvement du sol. Pour démontrer la faisabilité de cet objectif, un premier contrôleur en boucle fermée est proposé. La figure 4.13 page suivante présente la configuration pour cette objectif : le déplacement de la partie isolée u_{iso} est mesuré grâce à un accéléromètre Wilcoxon 731A placé au centre ; le mouvement du sol u_{sol} est transmis à travers le PiedNano jusqu'à la partie isolée.

Pour décrire l'influence du mouvement du sol à travers le PiedNano, le modèle électromécanique modélisant les résonances du système est utilisé. Ce modèle, lorsqu'il est comparé aux résultats de

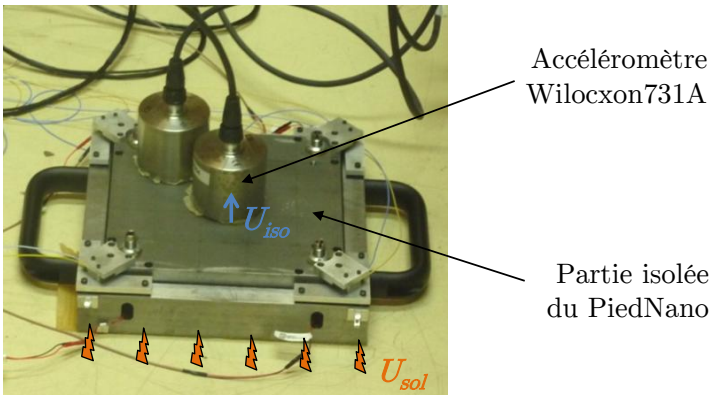


FIGURE 4.13 – *Configuration pour le contrôle du PiedNano*

l'analyse modale expérimentale, dont les conditions d'excitations se rapprochent de celles créées par le mouvement du sol, décrit bien les fréquences de résonances du PiedNano. Les amplitudes des résonances sont alors approchées mais le comportement global demeure bien représenté. L'extraction des coefficients d'amortissement de l'analyse modale expérimentale s'avérant difficile du fait de la présence de résonances proches dans le domaine fréquentiel, le recalage de ce modèle par ces données n'a pas été effectué. La fonction de transfert $H_{em.}(p)$ est corrigée pour obtenir un gain statique de 1 et donc modéliser un mouvement sans atténuation de solide rigide en basse fréquence. Le modèle de la fonction de transfert pour la transmission du mouvement du sol à travers le PiedNano est donc $\frac{H_{em}(p)}{Gem}$, où G_{em} est le gain statique de $H_{em}(p)$.

Un contrôle en boucle fermée est utilisé pour répondre à l'objectif d'isolation. L'architecture générale du contrôle et le modèle associé sont présentés à la figure 4.14. Le bloc H_{contr} représente le contrôleur à concevoir. Les blocs $H_{wil} \times p^2$ et H_{amp} sont respectivement la mesure effectuée par l'accéléromètre et l'amplificateur d'instrumentation.

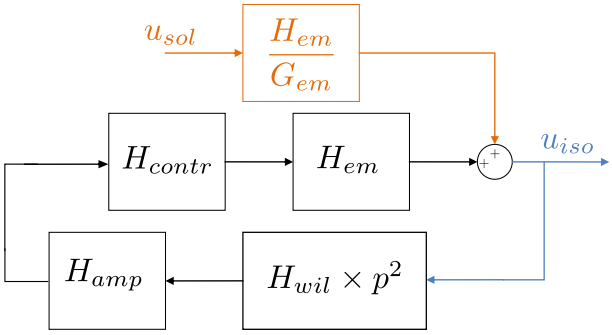


FIGURE 4.14 – *Schéma bloc de la commande du PiedNano en boucle fermée.*

La fonction de transfert décrivant l'objectif d'isolation est donnée par l'équation (4.8). Cette fonction est constituée de la fonction de sensibilité à une perturbation de la boucle fermée $S_{BF}(p)$, équation (4.7), multipliée par la fonction de transfert caractérisant l'influence du pied sur le mouvement du sol $\frac{H_{em}}{G_{em}}$. Soit :

$$S_{BF}(p) = \frac{1}{1 + p^2(H_{wil} \cdot H_{amp} \cdot H_{em}) \cdot H_{contr}} \tag{4.7}$$

d'où :

$$S_{iso}(p) = \frac{u_{iso}}{u_{sol}} = \frac{H_{em}}{G_{em}} \cdot \frac{1}{1 + p^2(H_{wil} \cdot H_{amp} \cdot H_{em}) \cdot H_{contr}} \tag{4.8}$$

$$\tag{4.9}$$

La conception du contrôleur a donc pour objet de mettre en forme la fonction $S_{iso}(p)$ pour faire apparaitre une atténuation dans une bande passante définie. Dans la démarche de démontrer cette faisabilité, une bande passante d'isolation entre 10 et 100 Hz est considérée. Ce choix se justifie pour :

- demeurer dans une plage de fréquence où le capteur Guralp GMC-6T peut servir de témoin pour les mesures effectuées ;
- tenir compte du bruit en basse fréquence pour ce type d'accéléromètre – en dessous de 3 Hz, le bruit de l'accéléromètre est supérieur au mouvement du sol (cf. figure 3.9 page 64).

Le PiedNano ne possède pas de résonance entre 10 et 100 Hz [1]. La transmission du mouvement du sol est donc unitaire dans cette bande de fréquence, autrement dit le facteur $\frac{H_{em}}{G_{em}}$ n'a pas d'influence dans cette plage de fréquence. L'atténuation dépend donc de la boucle ouverte H_{BO} ($H_{BO} = p^2(H_{wil} \cdot H_{amp} \cdot H_{em}) \cdot H_{contr}$) au dénominateur de $S_{iso}(p)$. D'un point de vue des performances d'isolation, la conception du contrôleur se réduit à mettre en forme la boucle ouverte afin de faire apparaitre un gain supérieur à 1 dans la bande passante considérée. Cependant, il faut tenir compte des instabilités. Pour cela, la méthode employée consiste au formage de cette fonction de transfert en boucle ouverte dans le lieu de Nichols.

Afin de présenter la démarche de conception de ce contrôleur, la figure 4.15 présente le lieu de Nichols de la boucle ouverte formée. Sur la figure 4.16 page suivante, on retrouve le diagramme de Bode de la boucle ouverte ainsi que celui du contrôleur qui permet cette mise en forme.

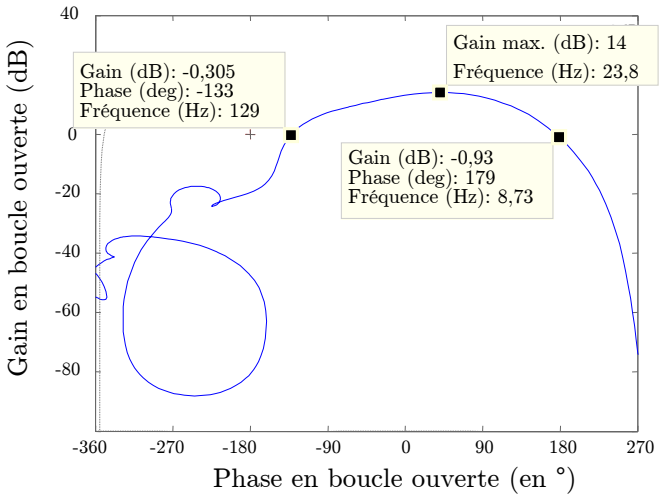


FIGURE 4.15 – *Lieu de Nichols de la boucle ouverte*

L'accéléromètre induit la présence de deux dérivées dans la boucle de contrôle qui vont amplifier les hautes fréquences. Un filtre passe-bas d'ordre 2, donc possédant un comportement double pseudo-intégrateur, est utilisé pour empêcher ceci. Afin d'éviter l'amplification du bruit en basse fréquence un filtre passe-haut du 1er ordre à 10 Hz est également utilisé. La difficulté majeure demeure la réalisation d'un système stable. Des filtres déphaseurs sont ajoutés afin de contourner des points d'instabilités dans le lieu de Nichols ; des filtres coupe-bandes sont utilisés pour atténuer les résonances de l'accéléromètre. Le contrôleur ainsi réalisé est du 15ème ordre avec des dynamiques allant de 10 Hz à 2500 Hz.

1. 1ère fréquence de résonance $\geq$ 1000 Hz

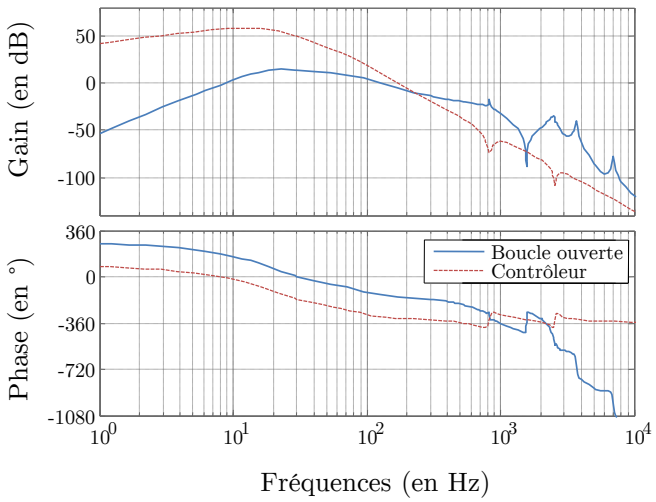


FIGURE 4.16 – *Diagramme de Bode de la boucle ouverte et du contrôleur*

Un gain maximal proche de 15 dB est ainsi obtenu dans la bande de fréquence considérée avec une limite 0 dB en basse fréquence en dessous de 10 Hz et en haute fréquence au dessus de 100 Hz. Sur le lieu de Nichols 4.15 page précédente, il est visible que les marges de gain et de phase sont très faibles aux environs de 10 Hz. Malgré la connaissance et la confiance dans les modèles utilisés autour de cette fréquence, le contrôleur a été validé en simulation avant son implantation en temps réel.

IV.2.1 Essais en simulation et expérimentaux

Les simulations du fonctionnement du pied sont réalisées sous Matlab-Simulink et intègrent notamment les modèles des quantificateurs (CNA et CAN) et de bruit des capteurs tels que représentés à la figure 4.17. Afin de valider les simulations, celles présentées ici sont réalisées *a posteriori* des expérimentations et utilisent le mouvement du sol relevé lors de la validation expérimentale.

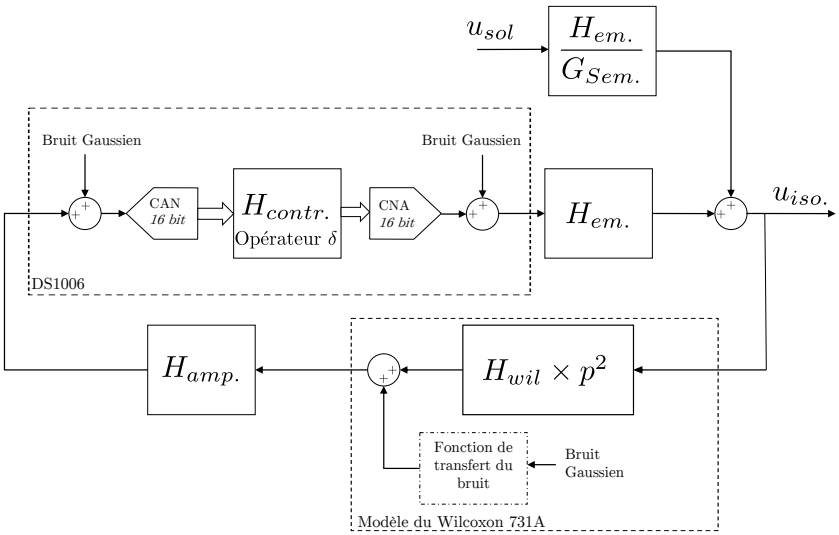


FIGURE 4.17 – *Schéma de simulation du contrôle du PiedNano*

L'implantation du contrôleur sous sa forme discrétisée est obtenue grâce à l'opérateur δ décrit dans

l'équation (4.10), où z est l'opérateur d'avance et T_S la période d'échantillonnage.

$$\delta = \frac{z-1}{T_s} \tag{4.10}$$

L'opérateur δ permet un meilleur conditionnement numérique du contrôleur que son modèle en z dans le cas de dynamiques importantes [Goodwin 92], ce qui se traduit par une précision numérique nécessaire moins importante [de Larminat 09]. La simulation incorpore également le contrôleur sous cette forme. La période d'échantillonnage utilisée est de T_s = 50 µs. Cette fréquence d'échantillonnage de 20 kHz permet de représenter l'ensemble de la dynamique de ce contrôleur (jusqu'à $2,5$ kHz).

Lors des essais expérimentaux, le PiedNano adhère au sol à l'aide de plaques de cire. Ces plaques, utilisées également pour la mise en place des accéléromètres, permettent une bonne transmission des vibrations. La photographie 4.18 présente la disposition du matériel lors des essais.

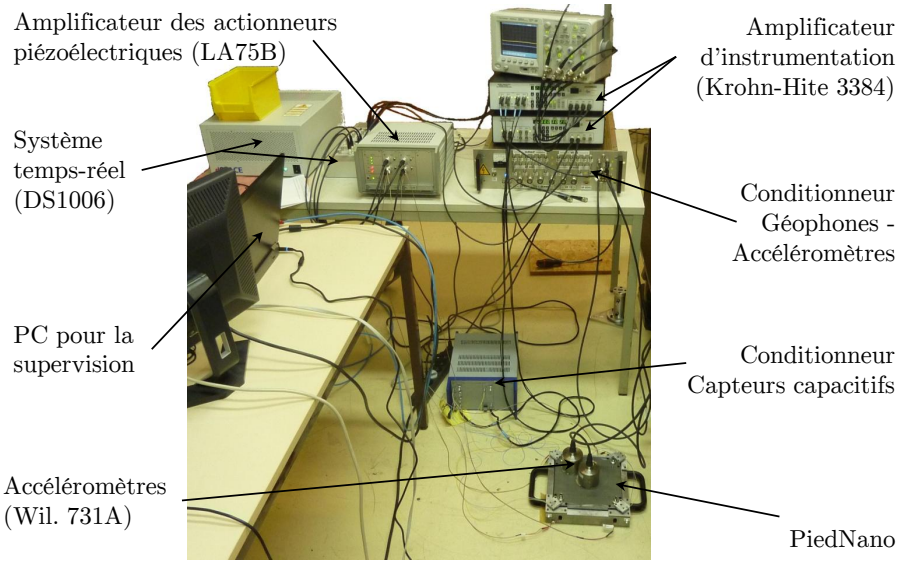


FIGURE 4.18 – *Photographie du dispositif expérimental du PiedNano.*

Afin de caractériser l'atténuation, deux couples de capteurs sont employés :
- L'accéléromètre Wilcoxon 731A inclu dans la boucle de contrôle mesure le mouvement de la partie isolée. Un autre Wilcoxon 731A mesure le mouvement du sol [2].
- Un Güralp CMG-6T est posé sur la partie isolée et mesure son déplacement tandis qu'un autre mesure le mouvement du sol.

IV.2.2 Résultats

Deux éléments sont étudiés pour l'exploitation des résultats :
- la réponse fréquentielle de l'atténuation entre le déplacement du sol et celui du PiedNano afin de la comparer avec l'atténuation théorique donnée par la fonction $S_{iso}(p)$ (cf. équation (4.8)) ;
- l'influence sur le déplacement RMS partiel du PiedNano contrôlé.

Les signaux temporels des différents capteurs lors des essais expérimentaux, et en simulation, s'apparentent à du « bruit » (cf. figure 4.19 page suivante). La reconstruction expérimentale de la réponse fréquentielle directement par le rapport des FFT présente alors une réponse trop bruitée pour être exploité. Il est donc fait appel à des estimateurs de la transformée de la réponse fréquentielle. Trois estimateurs sont classiquement définis [Thomas 07, Dumas 01] : $H_1(f)$, $H_2(f)$ et $H_3(f)$. Ces estimateurs s'expriment

2. Cette configuration n'est pas celle représentée sur la figure 4.18.

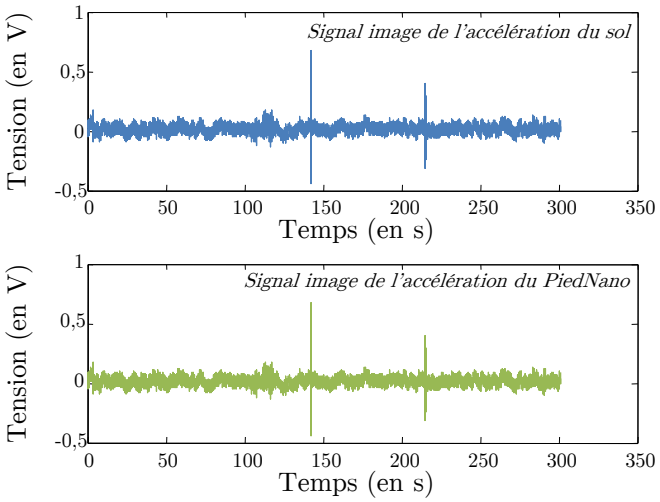


FIGURE 4.19 – *Signaux temporels acquis lors de l'essai expérimental du contrôleur.*

sous la forme de rapports de fonctions fréquentielles. Considérant deux signaux x et y, les deux fonctions fréquentielles auxquelles il est fait appel sont :

- $S_{xx}(f)$: la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation, dénommée autospectre ;
- $S_{xy}(f)$: la transformée de Fourier de la fonction d'intercorrélation , dénommée interspectre ou spectre croisé.

Du fait de la durée des signaux traités (10 min), il peut être considéré que le processus sous-jacent du mouvement du sol n'évolue pas dans le temps (pas d'apparition d'activités sismiques telles que tremblements de terre ni de changements dans l'activité humaine). Dans le cas de processus stationnaires au sens large, le théorème de Wiener-Khintchine affirme que la densité spectrale de puissance ($DSP_x(f)$) est l'autospectre du signal x. L'intrespectre correspond à la densité spectrale de puissance croisée $DSPC_{xy}(f)$.

Les trois estimateurs $H_1(f)$, $H_2(f)$ et $H_3(f)$ s'expriment alors dans l'équation (4.11), où x représente le signal d'entrée du système et y son signal de sortie :

$$\begin{cases} H_1(f) & = \frac{S_{xy}(f)}{S_{xx}(f)} = \frac{DSPC_{xy}(f)}{DSP_x(f)} \\ H_2(f) & = \frac{S_{yy}(f)}{S_{yx}(f)} = \frac{DSP_y(f)}{DSPC_{yx}(f)} \\ |H_3(f)|^2 & = H_1(f) \times H_2(f) = \frac{DSP_y(f)}{DSP_x(f)} \end{cases} \tag{4.11}$$

Par définition $H_1(f)$ permet d'éliminer le bruit sur la sortie y, et $H_2(f)$ sur l'entrée x. $H_3(f)$ donne une estimation uniquement du module avec une précision en fonction du rapport signal sur bruit [Dumas 01]. Le choix parmi ces estimateurs se fait suivant les propriétés du système étudié. Les signaux issus des capteurs sismiques mesurant le mouvement du sol et de ceux sur le PiedNano présentent tous les deux des niveaux de bruits similaires : l'estimation du module est réalisée avec l'estimateur H_3. L'information sur la phase est perdue avec cette estimateur. Elle est calculée grâce aux deux autres qui donnent une estimation correcte et identique, dans le cas de bruits présents en entrée et en sortie.

La figure 4.20 page suivante présente les atténuations déterminées pour les essais en simulation et expérimentaux [3] ainsi que le modèle théorique $H_{iso}(p)$. Le comportement expérimental reproduit clairement celui attendu dans la bande de fréquence [4 ; 300] Hz. L'atténuation ainsi que les résonances qui l'encadrent sont légèrement plus faibles que la théorie. Cependant une atténuation du mouvement du sol jusqu'à -13 dB est obtenue dans bande passante de [12 ; 100] Hz. Dans les basses fréquences, la

3. Les signaux considérés sont ceux des accéléromètres, les géophones ayant une bande passante limitée à 100 Hz.

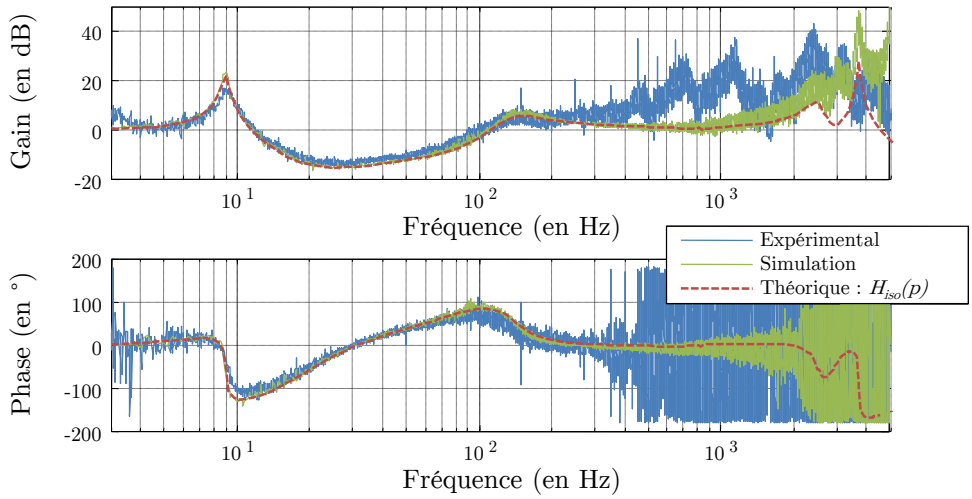


FIGURE 4.20 – *Comparaison des essais expérimentaux et en simulation avec la théorie de l'atténuation obtenue.*

remontée du bruit de l'accéléromètre à des niveaux au dessus du mouvement du sol influence la courbe jusqu'à 4 Hz. A partir de 300 Hz, les mouvements du sol diminuant, ceux-ci redeviennent inférieurs au bruit de l'accéléromètre et la mesure n'est également plus valide. Ce phénomène est nettement marqué sur le calcul de la phase. Les limites fréquentielles de la mesure de cette intensité de mouvement du sol sont ainsi mises en évidence.

La simulation suit en partie le comportement expérimental observé. Cependant, le bruit du capteur apparait comme sous-estimé, ce qui augmente la bande passante simulée pour le suivi du comportement théorique. La comparaison simulée et expérimentale du déplacement partiel RMS à la figure 4.21 confirme cette légère surestimation des performances par rapport au cas réel. Néanmoins, la prédiction du déplacement RMS demeure proche des résultats expérimentaux. Un recalage du modèle de bruit du capteur apparait comme une perspective pour améliorer la fidélité des simulations. Les prédictions en simulation avec le mouvement du sol servant de référence aux équipes travaillant sur ce projet [4] pourront ainsi être validées.

L'analyse sur la figure 4.22 page suivante, des courbes expérimentales issues du Guralp GMC-6T et de l'accéléromètre Wilcoxon 731A montre une légère différence quant aux mesures effectuées par les deux instruments. À 50 Hz, les valeurs mesurées par les Güralp sont de $RMS_{sol}(50) = 0,7$ nm atténué à $RMS_{iso}(50) = 0,3$ nm tandis que le Wilcoxon relève $RMS_{sol}(50) = 0,6$ nm pour $RMS_{iso}(50) = 0,26$ nm soit un facteur d'atténuation de 2,3 pour les deux capteurs. À 12 Hz, ce rapport est de 3,1 pour le Wilcoxon et 3,3 pour le Güralp. À partir de 4 Hz, on note également la remontée rapide du déplacement partiel RMS mesuré par les Wilcoxon qui est due à leur bruit.

Cependant, les deux instruments montrent clairement l'influence de l'attenuation sur le déplacement RMS partiel par comparaison entre le mouvement du sol et celui de la partie isolée [5]. À 12 Hz, soit la fin des effets de l'atténuation du PiedNano sur le déplacement RMS partiel, les relevées des Güralp CMG6T sont : un $RMS_{iso}(12) = 1,8$ nm pour un mouvement du sol avec un $RMS_{sol}(12) = 5,4$ nm. Ces résultats démontrent les capacités d'isolation subnanométrique du PiedNano et en particulier à des fréquences relativement élevées pour ce type d'application.

4. cf. section I.1.2 page 4 où la densité spectrale de puissance ainsi que le déplacement partiel RMS de l'acquisition réalisée à CMS sont représentés : figure 1.3 page 6.

5. La courbe $RMS_x(f)$ peut s'interprèter plus aisément dans le sens décroissant des fréquences.

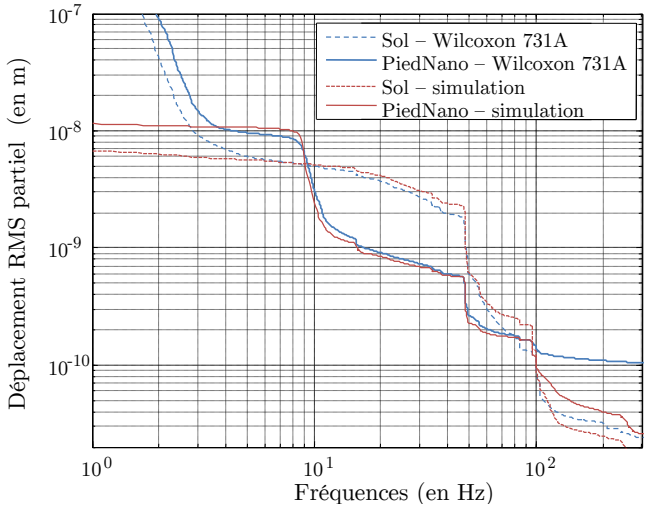


FIGURE 4.21 – *Déplacement partiel RMS : Comparaison simulation - expérimental*

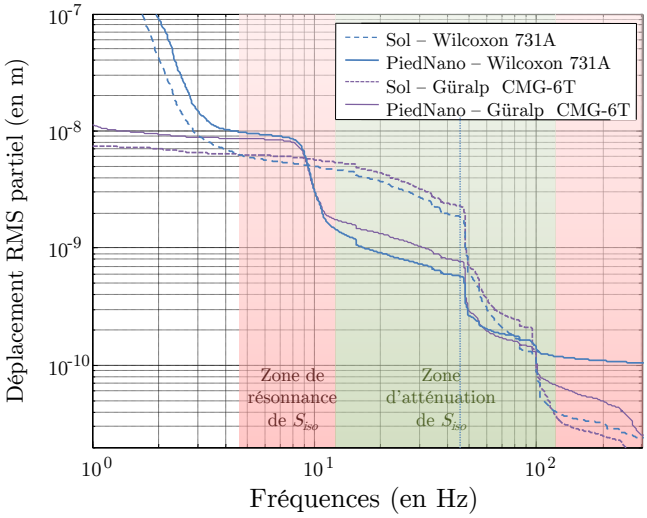


FIGURE 4.22 – *Déplacement partiel RMS :Résultats expérimentaux*

IV.2.3 Perspectives

Ce premier contrôleur ne permet pas encore d'atteindre les performances nécessaires au projet CLIC ($RMS_{iso.}(4\text{ Hz}) \leq 0,2\text{ nm}$). Pour y arriver, l'isolation doit venir mettre en forme la courbe du déplacement partiel RMS des hautes fréquences jusqu'à 1 Hz. Pour les mouvements de sol de référence, la limite de bruit interne du Wilcoxon restreint son utilisation de quelques Hertz à environ $200 - 300$ Hz. Il faut donc, pour compléter son action, utiliser un capteur avec de meilleures capacités en basses fréquences. Le güralp GMC-6T apparait comme un bon candidat de ce point de vue. De plus, dans l'hypothèse où l'atténuation est efficace, la limite de bruit en basses fréquences du Wilcoxon sera atteinte pour des fréquences plus élevées que 4 Hertz. Une conception laissant l'atténuation basses fréquences à un contrôleur utilisant les informations d'un géophone et hautes fréquences à un accéléromètre sismique apparait comme une solution pour obtenir une atténuation dans la plus large plage utile de fréquences ($\approx [1; 150]$ Hz).

Une autre limitation intrinsèque de la fonction de sensibilité des contrôleurs en boucle fermé doit également être prise en compte : *l'intégrale de sensibilité de Bode* [Bode 45]. Elle s'applique pour un système dont la fonction de transfert en boucle ouverte est stable, causale, à minimum de phase (sans retard ou zéro à partie réelle positive) et de degré relatif supérieur ou égal à 2. L'intégrale du logarithme du module de sa fonction de sensibilité $S(j\omega)$ est alors nulle. Ceci implique que si une atténuation existe dans une bande de fréquence, il y aura forcément une amplification dans une autre bande de fréquence. Dans le cas où la fonction de transfert possède au moins un zéro à partie réelle positive, cette intégrale est strictement positive [Freudenberg 85] ce qui accentue cette effet. Sur la figure 4.20 page 91 représentant l'isolation, les deux résonances entourant l'atténuation découlent de ce principe. Celles-ci peuvent au mieux être décalées et étalées avec la contrainte de l'amplification du bruit des instruments. Un des moyens de contourner cet effet est la mise en place de contrôleur *feedforward* [de Larminat 09]. Un gain de l'atténuation peut être également obtenu par l'ajout de ce type de contrôleur.

Cette approche, alliant deux types de capteurs et des actions *feedforwad* a été développée au sein de l'équipe Lavista en particulier par Bernard Caron [Caron 12] et expérimentalement validée depuis par Gaël Balik. Le principe de ce contrôle avec l'utilisation des deux couples de Güralp CMG-6T et Wilcoxon 731A dans des boucles de retour et des *feedforward* est décrit à la figure 4.23. Sur la figure 4.24

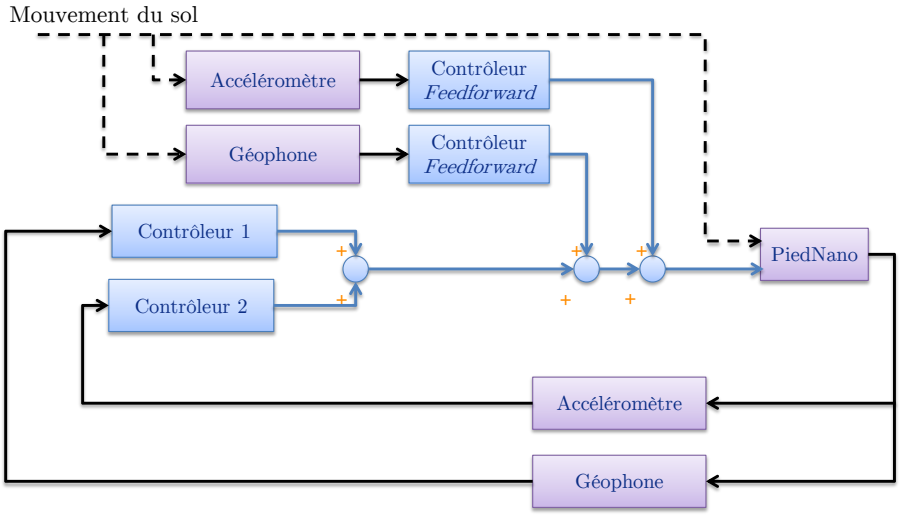


FIGURE 4.23 – *Principe de contrôle du pied avec actions feedforward et 2 types de capteurs*

page suivante, les performances obtenues avec le PiedNano sont très proches des spécifications visées $RMS_{iso}(3\text{ Hz}) \approx 0,6\text{ nm}$ pour un mouvement du sol de $RMS_{sol}(3\text{ Hz}) \approx 3\text{ nm}$.

Enfin, pour optimiser les actions des contrôleurs, il faut prendre en compte les caractéristiques du site

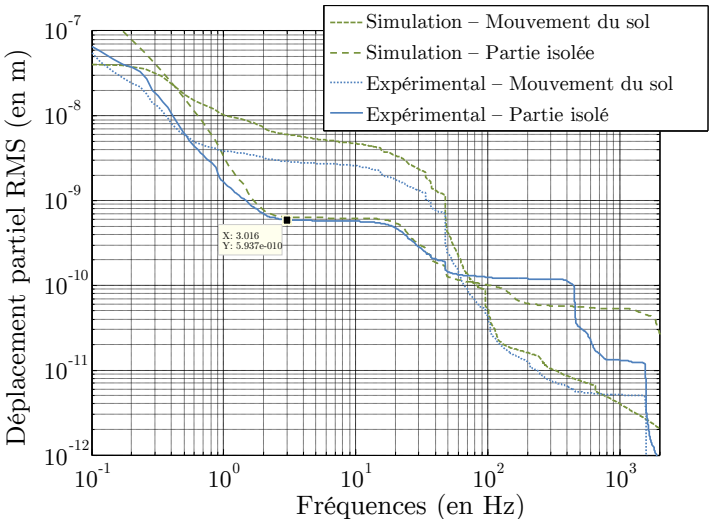


FIGURE 4.24 – *Performances obtenues en terme de déplacement RMS partiel avec l'utilisation de 2 boucles de retour et 2 feedforward.*

sur lequel est utilisé le système. Le bruit culturel, lié à l'activité humaine, engendre des vibrations dans le sol à certaines fréquences. Par exemple, à la fréquence du réseau électrique de nombreux dispositifs induisent des vibrations et provoquent l'augmentation rapide du déplacement partiel RMS à cette fréquence (cf. 50 Hz sur les figure 4.24 et 4.22 page 92). Ce phénomène est également présent sur certains sites d'accélérateur [Bialowons 06, Artoos 09]. L'optimisation de l'atténuation du système contrôlé à ces fréquences particulières permet alors un grand un gain sur le déplacement partiel RMS.

CONCLUSION

Ces travaux de thèse abordent la conception, la modélisation et le contrôle de dispositifs pour la stabilisation et le positionnement à l'échelle micrométrique ou nanométrique. La recherche de telles performances implique des contraintes fortes se répercutant sur les aspects électromécaniques, d'instrumentation et de contrôle. Une faiblesse d'un élément de la chaîne limitera rapidement les performances globales.

L'approche électromécanique de conception tente de répartir de façon cohérente les problématiques de résolutions et de dynamiques fréquentielles entre les éléments des systèmes. L'utilisation de composants « standards », ou commerciaux, est ainsi rendue possible malgré les performances attendues. Ce choix, motivé par les moyens économiques et matériels disponibles, anticipe la production de plusieurs exemplaires qui seront définis à partir du prototype *PiedNano*. De plus, des adaptations à un environnement accélérateur, présentant de fortes radiations, devront être envisagées. L'utilisation de composants conventionnels, notamment pour l'électronique, facilite ce transfert en s'appuyant sur l'expérience des accélérateurs de précédentes générations.

La mise en œuvre de prototypes comporte une phase de réglage et d'optimisation en particulier dans les applications au nanomètre où les biais sont nombreux. La modélisation précise de chacun des composants du système permet de cibler les actions pour l'amélioration des performances globales. Le modèle général est enrichi de la connaissance apportée sur les divers constituants et son interprétation s'en trouve facilitée. Les modèles et les procédures d'identification développées ont permis de quantifier précisément les résolutions, la dynamique et les non-linéarités des systèmes.

Les principaux résultats sont les suivant :

- Un dispositif de micro-positionnement a été réalisé et inclut des capacités d'étude du rejet de perturbation. La bande passante de fonctionnement du contrôle de déplacement d'actionneur piézoélectrique a été augmentée grâce à l'utilisation d'un opérateur inverse d'hystérésis : *Rejet de perturbation issue du support efficace jusqu'à* $100\ \mathrm{Hz}$ *et positionnement efficace jusqu'à* $190\ \mathrm{Hz}$
- La mise au point d'un prototype de nano-stabilisation, dispositif compact macroscopique supportant des charges importantes (PiedNano), a été validée par la mesure et la génération de déplacements sub-nanométriques : $\approx 0,15\ \mathrm{nm}$ [RMS].
- La modélisation électromécanique du PiedNano a permis de démontrer la faisabilité de son contrôle pour des applications d'isolation à l'aide de capteurs sismiques.

La continuité de l'ensemble de ces travaux a conduit à l'obtention de nouvelles références dans l'état de l'art pour la stabilisation : déplacement RMS partiel de $0,6\ \mathrm{nm}$ à $3\ \mathrm{Hz}$ pour un déplacement RMS partiel du sol de $3\ \mathrm{nm}$.

L'objectif final pour CLIC est de stabiliser des aimants, ou quadrupôles, qui sont des objets massifs de dimensions de l'ordre du mètre et de plusieurs centaines de kilogrammes. Les spécifications de la stabilisation ne sont pas uniquement dans la seule direction verticale mais intègrent les autres dimensions de l'espace. Le développement du système de stabilisation va être poursuivi pour d'une part supporter un prototype de quadrupôle et d'autre part augmenter le nombre de degrés de liberté contrôlé. Une première étape consistera à stabiliser un quadrupôle à l'aide de 2 prototypes similaires au PiedNano, dans la direction verticale dans un premier temps, puis d'intégrer le contrôle de plusieurs degrés de

liberté. Enfin, au fur et à mesure de l'avancée des prototypes de l'accélérateurs les perturbations induites par les équipements pourront être quantifiées et prises en compte pour la stabilisation.

L'utilisation de plusieurs capteurs présente des inconvénients notamment en terme d'intégration dans l'environnement de l'accélérateur. De plus, l'électronique intégrée doit être déportée du fait des rayonnements intenses proches des quadrupôles. Il apparait donc intéressant de développer un capteur spécifique à même de remplacer le géophone et l'accéléromètre. Ce capteur devrait posséder comme caractéristiques principales une bande passante comprise entre 1 et environ $150 - 200$ Hz, ainsi qu'une densité spectrale de bruit inférieure à celle des mouvements de sol candidats sur une bande de fréquence correspondant à sa bande passante.

L'augmentation de la précision est un enjeu dans les domaines de la micro-fabrication et des instruments de mesure. Des applications de plus en plus nombreuses nécessitent des besoins de positionnement relatif submicrométrique et nanométrique ainsi qu'une isolation active de l'environnement extérieur des différents process. Le CETIM, partenaire et co-financeur de cette thèse, pourra contribuer à la valorisation de ces travaux pour des applications autres que les grands instruments de physique. L'utilisation de composants disponibles commercialement, avec cependant une démarche de mise en œuvre aux limites de leur performances nominales concourt à cet objectif.

BIBLIOGRAPHIE

[Adriaens 00] H.J.M.T.S. Adriaens, W L De Koning et R Banning. *Modeling piezoelectric actuators*. Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, vol. 5, no. 4, pages 331–341, 2000.

[Aicheler 12] M. Aicheler, P. Burrows, M. Draper, T. Garvey, P. Lebrun, K. Peach, N. Phinney, H. Schmickler, D. Schulte et N. Toge, editeurs. A Multi-TeV linear collider based on CLIC technology : CLIC Conceptual Design Report. CERN, Geneva, 2012.

[Airimitoaie 12] Tudor-Bogdan Airimitoaie. *Commande robuste et calibrage des systèmes de contrôle actif de vibra- tions*. Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2012.

[Allison 01] S Allison, L Eriksson, J Frisch, L Hendrickson, T Himel, K Luchini et A Seryi. *Active vibration suppression R+D for the next linear collider*. In IEEE Particle Accelerator Conference, 2001. PAC 2001, volume 2, pages 1261–1263, Chicago, USA, 2001.

[Alma 11] Marouane Alma. *Rejet adaptatif de perturbations en contrôle actif de vibrations*. Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2011.

[Amsler 08] C Amsler, M Doser, M Antonelli, D M Asner, K S Babu, H Baer, H R Band, R M Barnett, E Bergren, J Beringer, G Bernardi, W Bertl, H Bichsel, O Biebel, P Bloch, E Blucher, S Blusk, R N Cahn, M Carena, C Caso, A Ceccucci, D Chakraborty, M.-C. Chen, R S Chivukula, G Cowan, O Dahl, G D'Ambrosio, T Damour, A de Gouvêa, T DeGrand, B Dobrescu, M Drees, D A Edwards, S Eidelman, V D Elvira, J Erler, V V Ezhela, J L Feng, W Fetscher, B D Fields, B Foster, T K Gaisser, L Garren, H.-J. Gerber, G Gerbier, T Gherghetta, G F Giudice, M Goodman, C Grab, A V Gritsan, J.-F. Grivaz, D E Groom, M Grünewald, A Gurtu, T Gutsche, H E Haber, K Hagiwara, C Hagmann, K G Hayes, J J Hernández-Rey, K Hikasa, I Hinchliffe, A Höcker, J Huston, P Igo-Kemenes, J D Jackson, K F Johnson, T Junk, D Karlen, B Kayser, D Kirkby, S R Klein, I G Knowles, C Kolda, R V Kowalewski, P Kreitz, B Krusche, Yu.V. Kuyanov, Y Kwon, O Lahav, P Langacker, A Liddle, Z Ligeti, C.-J. Lin, T M Liss, L Littenberg, J C Liu, K S Lugovsky, S B Lugovsky, H Mahlke, M L Mangano, T Mannel, A V Manohar, W J Marciano, A D Martin, A Masoni, D Milstead, R Miquel, K Mönig, H Murayama, K Nakamura, M Narain, P Nason, S Navas, P Nevski, Y Nir, K A Olive, L Pape, C Patrignani, J A Peacock, A Piepke, G Punzi, A Quadt, S Raby, G Raffelt, B N Ratcliff, B Renk, P Richardson, S Roesler, S Rolli, A Romaniouk, L J Rosenberg, J L Rosner, C T Sachrajda, Y Sakai, S Sarkar, F Sauli, O Schneider, D Scott, W G Seligman, M H Shaevitz, T Sjöstrand, J G Smith, G F Smoot, S Spanier, H Spieler, A Stahl, T Stanev, S L Stone, T Sumiyoshi, M Tanabashi, J Terning, M Titov, N P Tkachenko, N A Törnqvist, D Tovey, G H Trilling, T G Trippe, G Valencia, K van Bibber, M G Vincter, P Vogel, D R Ward, T Watari, B R Webber, G Weiglein, J D Wells, M Whalley, A Wheeler, C G Wohl, L Wolfenstein, J Womersley, C L Woody, R L

Workman, A Yamamoto, W.-M. Yao, O V Zenin, J Zhang, R.-Y. Zhu, P A Zyla, G Harper, V S Lugovsky et P Schaffner. *Review of Particle Physics*. Physics Letters B, vol. 667, no. 1–5, pages 1–1340, 2008.

[Ang 03] Wei Tech Ang, F A Garmon, P K Khosla et C N Riviere. *Modeling rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators*. In Intelligent Robots and Systems, 2003. (IROS 2003). Proceedings. 2003 IEEE/RSJ International Conference on, volume 2, pages 1975–1980 vol.2, 2003.

[Aphale 08] Sumeet S Aphale, Santosh Devasia et S O Reza Moheimani. *High-bandwidth control of a piezoelectric nanopositioning stage in the presence of plant uncertainties.* Nanotechnology, vol. 19, no. 12, page 125503, March 2008.

[Artoos 09] K Artoos, O Capatina, C Collette, M Guinchard, C Hauviller, M Sylte, B Bolzon et A Jérémie. *Ground Vibration and Coherence Length Measurements for the CLIC Nano-Stabilization Studies*. In Proceedings of the Particle Accelerator Conference (PAC09), page TH5RFP081, Vancouver, Canada, 2009.

[Artoos 11a] K Artoos, C Collette et M Esposito. *Modal analysis and measurement of water cooling induced vibrations on a CLIC main beam quadrapole prototype*. In IPAC'11, the second International Particle Accelerator Conference, numéro 227579, pages 7–9, San Sebastián, Spain, 2011.

[Artoos 11b] Kurt Artoos, Christophe Collette, M. Esposito, P Fernandez Carmona, Michael Guinchard, Claude Hauviller, Stef Janssens, A Kuzmin, R Leuxe et R.M. Ballester. *Status of a Study of Stabilization and Fine Positioning of CLIC Quadrupoles to the Nanometre Level*. In IPAC 2011, the second International Particle Accelerator Conference, numéro 227579, pages 538–540, San Sebastián, Spain, 2011.

[Badel 08a] A Badel, Jinhao Qiu et T Nakano. *Self-sensing force control of a piezoelectric actuator*. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on, vol. 55, no. 12, pages 2571–2581, 2008.

[Badel 08b] Adrien Badel, Jinhao Qiu, Gael Sebald et Daniel Guyomar. *Self-sensing High Speed Controller for Piezoelectric Actuator*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 19, no. 3, pages 395–405, 2008.

[Badel 08c] Adrien Badel, Jinhao Qiu et Tetsuaki Nakano. *A new simple asymmetric hysteresis operator and its application to inverse control of piezoelectric actuators*. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 55, no. 5, pages 1086–1094, 2008.

[Banik 07] Rahul Banik et Dae-Gab Gweon. *Design and optimization of voice coil motor for application in active vibration isolation*. Sensors and Actuators A : Physical, vol. 137, no. 2, pages 236–243, July 2007.

[Barriga 09] P Barriga, J C Dumas, A A Woolley, C Zhao et D G Blair. *Compact vibration isolation and suspension for Australian International Gravitational Observatory : Performance in a 72 m Fabry Perot cavity*. Review of Scientific Instruments, vol. 80, no. 11, pages 114501–114512, 2009.

[Battaglia 04] Marco Battaglia, A de Roeck, Jonathan Richard Ellis et Daniel Schulte. Physics at the CLIC Multi-TeV Linear Collider : report of the CLIC Physics Working Group. CERN, Geneva, 2004.

[Berman 96] Alan D Berman, William A Ducker et Jacob N Israelachvili. *Origin and Characterization of Different Stick-Slip Friction Mechanisms*. Langmuir, vol. 12, no. 19, pages 4559–4563, 1996.

[Bialowons 06] Wilhelm Bialowons, Ramila Amirikas, Alessandro Bertolini, Dirk Kruecker et Deutsches Elektronen-synchrotron Desy. *Measurement of ground motion in various sites*. In EPAC'06, European Particle Accelerator Conference, pages 2–4, Edinburgh, UK, 2006.

[Bode 45] Hendrik W. Bode. Network Analysis and Feedback Amplifier Design. Van Nostrand Company, inc, Toronto, New-York, 1945.

[Bolzon 06] B Bolzon. *Direct impact of acoustic noise on the vibrations of a free-fixed beam*. In ILC 2006 workshop, LAL Orsay, 2006.

[Bolzon 07] Benoit Bolzon. *Etude des vibrations et de la stabilisation a l'echelle sous-nanométrique des doublets finaux d'un collisionneur linéaire*. Thèse de Doctorat, Université de Savoie, 2007.

[Bouche 70] R. R. Bouche. *Accelerometers for Use in Nuclear Reactor Components*. In The Winter Annual Meeting of the American Society of Mechanical Engineers, pages 36–41, New York, U.S.A., 1970.

[Bowden 01] Gordon Bowden. *Tests of STACIS for Active Stabilization at SLAC*. In Proceedings of the 22nd Advanced ICFA Beam Dynamics Workshop on Ground Motion in Future Accelerators, pages 527–536, Stanford, USA, 2001.

[Braccini 05] S Braccini, L Barsotti, C Bradaschia, G Cella, A Di Virgilio, I Ferrante, F Fidecaro, I Fiori, F Frasconi, A Gennai, A Giazotto, F Paoletti, R Passaquieti, D Passuello, R Poggiani, E Campagna, G Guidi, G Losurdo, F Martelli, M Mazzoni, B Perniola, F Piergiovanni, R Stanga, F Vetrano, A Viceré, L Brocco, S Frasca, E Majorana, A Pai, C Palomba, P Puppo, P Rapagnani, F Ricci, G Ballardin, R Barillé, R Cavalieri, E Cuoco, V Dattilo, D Enard, R Flaminio, A Freise, S Hebri, L Holloway, P La Penna, M Loupias, J Marque, C Moins, A Pasqualetti, P Ruggi, R Taddei, Z Zhang, F Acernese, S Avino, F Barone, E Calloni, R De Rosa, L Di Fiore, A Eleuteri, L Giordano, L Milano, S Pardi, K Qipiani, I Ricciardi, G Russo, S Solimeno, D Babusci, G Giordano, P Amico, L Bosi, L Gammaitoni, F Marchesoni, M Punturo, F Travasso, H Vocca, C Boccara, J Moreau, V Loriette, V Reita, J M Mackowski, N Morgado, L Pinard, A Remillieux, M Barsuglia, M A Bizouard, V Brisson, F Cavalier, A C Clapson, M Davier, P Hello, S Krecklbergh, F Beauville, D Buskulic, R Gouaty, D Grosjean, F Marion, A Masserot, B Mours, E Tournefier, D Tombolato, D Verkindt, M Yvert, S Aoudia, F Bondu, A Brillet, E Chassande-Mottin, F Cleva, J P Coulon, B Dujardin, J D Fournier, H Heitmann, C N Man, A Spallicci et J Y Vinet. *Measurement of the seismic attenuation performance of the VIRGO Superattenuator*. Astroparticle Physics, vol. 23, no. 6, pages 557–565, July 2005.

[Braghin 11] F. Braghin, S. Cinquemani et F. Resta. *A model of magnetostrictive actuators for active vibration control*. Sensors and Actuators A : Physical, vol. 165, no. 2, pages 342–350, February 2011.

[Bronowicki 03] Allen J Bronowicki, Rhonda MacDonald, Yekta Gursel, Renaud Goullioud, Timothy Neville et David L Platus. *Dual stage passive vibration isolation for optical interferometer missions*. pages 753–763, February 2003.

[Brunetti 07] L. Brunetti, N. Geffroy, B. Bolzon, A. Jérémie, J. Lottin, B. Caron et R. Oroz. *Active stabilization of a mechanical structure*. In 2007 International Linear Collider Workshop (LCWS/ILC 2007), Hamburg, Allemagne, 2007.

[Brunetti 08] L. Brunetti, B. Bolzon, N. Geffroy, A Jérémie, A Badel, B Caron et J Lottin. *Vibration stabilization for a cantilever magnet prototype at the subnanometer*

scale. In 11th European Particle Accelerator Conference EPAC'08, Genoa, Italie, 2008.

[Burrows 04] P N Burrows, T Hartin, S M Hussain, S Molloy, G R White, R Barlow, M Dufau, A Kalinin, G Myatt, C Perry, C Adolphsen, J Frisch, L Hendrickson, K Jobe, T Markiewicz, D Mccormick, J Nelson, M Ross, S Smith et T Smith. *Nanosecond-Timescale Intra-Bunch-Irain Feedback for the Linear Collider : Results of the Font2 Run*. In Proceedings of European Particle Accelerator Conference 9, EPAC2004, pages 5–7, Lucerne, Swizerland, 2004.

[Cao 12] Y. Cao et B. Yang. *Non-linear modelling of multilayer piezoelectric actuators in non-trivial configurations based on actuator design parameters and piezoelectric material properties*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 23, no. 8, pages 875–884, April 2012.

[Caron 12] B Caron, G Balik, L Brunetti et A Jérémie. *Vibration control of the beam of the future linear collider*. Control Engineering Practice, vol. 20, pages 236–247, 2012.

[Cavarec 03] Pierre-Emmanuel Cavarec, Hamid Ben Ahmed et Bernard Multon. *Actionneurs électromagnétiques Classification topologique*. Techniques de l'Ingénieur, vol. D3412, 2003.

[Cedrat 12] Cedrat. *Cedrat Technologie Catalogue*, 2012. http://www.cedrat-technologies.com.

[Chae 06] J. Chae, S.S. Park et T. Freiheit. *Investigation of micro-cutting operations*. International Journal of Machine Tools and Manufacture, vol. 46, no. 3-4, pages 313–332, March 2006.

[Chen 03] Shinn-Horng Chen. *Robust Kalman-Filter-Based Frequency-Shaping Optimal Active Vibration Control of Uncertain Flexible Mechanical Systems with Nonlinear Actuators*. Journal of Vibration and Control, vol. 9, no. 6, pages 623–644, 2003.

[Chin 06] E J Chin, J C Dumas, C Zhao, L Ju et D G Blair. *AIGO High Performance Compact Vibration Isolation System*. Journal of Physics : Conference Series, vol. 32, no. 1, page 111, 2006.

[Collette 10] Christophe Collette, Kurt Artoos, A Kuzmin, Stef Janssens, M. Sylte, Michael Guinchard et Claude Hauviller. *Active quadrupole stabilization for future linear particle colliders*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A : Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, vol. 621, no. 1-3, pages 71–78, September 2010.

[Collette 11a] C Collette, S Janssens, K Artoos, M Guinchard et C Hauviller. *Review of sensors for low frequency seismic vibration (CERN-ATS-Note-2011-001 TECH)*. Rapport technique, CERN, Geneva, 2011.

[Collette 11b] Christophe Collette, Stef Janssens, Kurt Artoos, A Kuzmin, P. Fernandez-Carmona, Michael Guinchard, R Leuxe et Claude Hauviller. *Nano-motion control of heavy quadrupoles for future particle colliders : An experimental validation*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A : Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, vol. 643, no. 1, pages 95–101, July 2011.

[Cooley 65] James W Cooley et John W Tukey. *An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series*. Mathematics of computation, vol. 19, no. 90, pages 297–301, 1965.

[Couturier 10] Gérard Couturier. *Bruit en electronique*. In 7ème rencontre régionale du réseau des électoniciens et instrumentalistes de la délégation Aquitaine-Limousin / Poitou-Charentes, IUT Bordeaux 1 , Bordeaux, 2010. RDE-DR15 / CNRS.

[Croft 00] D Croft, G Shedd et S Devasia. *Creep, hysteresis, and vibration compensation for piezoactuators : atomic force microscopy application*. In American Control Conference, 2000. Proceedings of the 2000, volume 3, pages 2123–2128 vol.3, 2000.

[Croft 01] D Croft, G Shed et S Devasia. *Creep, Hysteresis, and Vibration Compensation for Piezoactuators : Atomic Force Microscopy Application*. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol. 123, no. 1, pages 35–43, 2001.

[de Larminat 09] Phillipe de Larminat. Automatique appliquée. Hermès-Science – Lavoisier, Paris, France, 2nd edition, 2009.

[de Wit 95] C de Wit, H Olsson, K J Astrom et P Lischinsky. *A new model for control of systems with friction*. Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 40, no. 3, pages 419–425, March 1995.

[Delahaye 10] J P Delahaye et C T F Collaboration. *Towards Clic Feasibility*. In International Particle Accelerator Conference, IPAC'10, pages 4769–4773, Kyoto, Japan, 2010.

[Delehelle 08] Adão Delehelle. *Étude d'un concept innovant d'actionneur électromécanique linéaire à effets magnétique et piézoélectrique en vue d'applications dans le domaine des commandes de vol*. Thèse de Doctorat, Université de toulouse, 2008.

[Deng 04] Kan Deng, Fred Schloss, P A Wlodkowski et Thurston L. Brooks. *Method and Apparatus for Strain Amplification for Piezoelectric Transducers*. Brevet US 6715363 B1. 2004.

[Devasia 07] Santosh Devasia, Evangelos Eleeftheriou et S. O. Reza Moheimani. *A survey of control issues in nanopositioning*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 15, no. 5, pages 802–823, 2007.

[Di Lieto 07] N Di Lieto, J Sahlmann, A Wallander et G Vasisht. *An Approach to Stabilizing Large Telescopes for Stellar Interferometry*. In Proceedings of ICALEPCS07, pages 497–499, Knoxville, USA, 2007.

[DSM 12] DSM. *Dynamic Structures and Materials, LLC catalogue*, 2012. http://www.dynamic-structures.com/.

[DSPACE 11] DSPACE. *Real-Time Interface (RTI and RTI-MP) - Implementation Reference*. Rapport technique, dSPACE GmbH, Paderborn, Germany, 2011.

[Dumas 01] Jacky Dumas et Bruno Bennevault. *Analyse du signal (FFT et Filtrage numérique) Analyse des systèmes*, 2001.

[Dürr 03] Johannes K Dürr, Robert Honke, Mathias von Alberti et Rudolf Sippel. *Development and manufacture of an adaptive lightweight mirror for space application*. Smart Materials and Structures, vol. 12, no. 6, pages 346–354, 2003.

[Ellis 01] John Ellis et Ian Wilson. *New physics with the Compact Linear Collider*. Nature, vol. 409, no. 6818, pages 431–435, January 2001.

[Endevco 12] Endevco. *Endevco Catalogue*, 2012. https://www.endevco.com/products/.

[Fleming 10] Andrew J. Fleming. *Nanopositioning System With Force Feedback for High-Performance Tracking and Vibration Control*. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 15, no. 3, pages 433–447, June 2010.

[Forbriger 10] Thomas Forbriger, Rudolf Widmer-Schnidrig, Erhard Wielandt, Mark Hayman et Nicholas Ackerley. *Magnetic field background variations can limit the resolution of seismic broad-band sensors*. Geophysical Journal International, vol. 183, no. 1, pages 303–312, October 2010.

[Frecker 00] Mary Frecker et Shawn Canfield. *Optimal Design and Experimental Validation of Compliant Mechanical Amplifiers for Piezoceramic Stack Actuators*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 11, no. 5, pages 360–369, May 2000.

[Freudenberg 85] James S Freudenberg et Douglas P Looze. *Right Half Plane Poles and Zeros and Design Tradeoffs in Feedback Systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC-30, no. 6, pages 555–565, 1985.

[Frigo 98] M Frigo et S G Johnson. *FFTW : an adaptive software architecture for the FFT*. In Acoustics, Speech and Signal Processing, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on, volume 3, pages 1381–1384, 1998.

[Frisch 03] Josef Frisch, Eric Doyle, Leif Eriksson, Linda Hendrickson, Thomas Himel, Thomas Markiewicz et Richard Partridge. *Inertial Sensor Development for Active Vibration Stabilization Richard Partridge , SLAC*. In Particle Accelerator Conference, 2003. PAC 2003, numéro May, pages 16–19, Portland, USA, 2003.

[Frisch 04] Josef Frisch, Allison Chang, Valentin Decker, Eric Doyle, Leif Eriksson, Linda Hendrickson, Thomas Himel, Thomas Markiewicz, Richard Partridge et Andrei Seryi. *Vibration Stabilization of a Mechanical Model of a X- Band Linear Collider Final Focus Magnet*. In 22nd International Linear Accelerator Conferenceconference, pages 684–686, Lubeck, Germany, 2004.

[Gadala 09] M S Senousy Gadala, R K N D Rajapakse, D Mumford et M S. *Self-heat generation in piezoelectric stack actuators used in fuel injectors*. Smart Materials and Structures, vol. 18, no. 4, page 45008, 2009.

[Gary Holcomb 89] L. Gary Holcomb. *A Direct Method for Calculating Instrument Noise Levels in Side-by-Syde Seismometer Evaluations*, 1989.

[Ge 95] Ping Ge et Musa Jouaneh. *Modeling hysteresis in piezoceramic actuators*. Precision Engineering, vol. 17, no. 3, pages 211–221, 1995.

[Ge 96] Ping Ge et Musa Jouaneh. *Tracking control of a piezoceramic actuator*. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, vol. 4, no. 3, pages 209–216, 1996.

[Ge 97] Ping Ge et Musa Jouaneh. *Generalized preisach model for hysteresis nonlinearity of piezoceramic actuators*. Precision Engineering, vol. 20, no. 2, pages 99–111, 1997.

[Geffroy 08] N Geffroy, L Brunetti, B Bolzon, A Jérémie, B Caron et J Lottin. *Active stabilization studies at the sub-nanometer level for future linear colliders*. In Mecatronics 2008, 7th France-Japan (5th Europe-Asia) Congress on Mechatronics, Le Grand Bornand, France, 2008.

[Ghoshal 00] A Ghoshal, E A Wheater, C R Ashok Kumar, M J Sundaresan, M J Schulz, M Human et P F Pai. *Vibration Suppression Using a Laser Vibrometer and Piezoceramic Patches*. Journal of Sound and Vibration, vol. 235, no. 2, pages 261–280, 2000.

[Giurgiutiu 00] Victor Giurgiutiu et Andrei Zagrai. *The Use of Smart Materials Technologies in Radiation Environment and Nuclear Industry*. In Norman M. Wereley, editeur, Proceedings of SPIE Symposium on Smart Structures and Materials :

Smart Structures and Integrated Systems, volume 3985, pages 855–866, Newport Beach, USA, 2000. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers.

[Goldfarb 97] M Goldfarb et N Celanovic. *Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation*. Control Systems Magazine, IEEE, vol. 17, no. 3, pages 69–79, 1997.

[Goodwin 92] G. C. Goodwin, R. H. Middelton et H. V. Poor. *High-speed digital signal processing and control. Prolog*. Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 2, pages 238–259, 1992.

[Grossard 07] Mathieu Grossard, Christine Rotinat-Libersa et Nicolas Chaillet. *Gramian-based optimal design of a dynamic stroke amplifier compliant micro-mechanism*. In 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, pages 4007–4012, San Diego, USA, October 2007. IEEE.

[Güralp 12] Güralp. *Güralp System Catalogue*, 2012. http://www.guralp.com/.

[Han 03] Zhixiu Han, Anil Mavanur et Chandrashekhar H. Joshi. *Active vibration isolation system*, 2003.

[Harris 78] F J Harris. *On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform*. Proceedings of the IEEE, vol. 66, no. 1, pages 51–83, 1978.

[Hendrickson 94] L Hendrickson, S Allison, T Gromme, P Grossberg, T Himel, K Krauter, R MacKenzie, M Ross, R Sass et H Shoaee. *Tutorial on beam-based Feedback systems for linacs*. In Proceedings 17th International Linear Accelerator Conf erence LINAC94, Tsukuba, Japan, 1994.

[Hendrickson 00] L Hendrickson, N Phinney et P Raimondi. *Beam-based Feedback Testing and Simulations for the SLC Linac*. In Proceedings of 20th Intenational Linac Conference, LINAC 2000, numéro September, Monterey, USA, 2000.

[Huang 03] X. Huang, S.J. Elliott et M.J. Brennan. *Active isolation of a flexible structure from base vibration*. Journal of Sound and Vibration, vol. 263, no. 2, pages 357–376, May 2003.

[Iwaya 11] Katsuya Iwaya, Ryota Shimizu, Tomihiro Hashizume et Taro Hitosugi. *Systematic analyses of vibration noise of a vibration isolation system for high-resolution scanning tunneling microscopes*, 2011.

[Jang 09] Ming-Jyi Jang, Chieh-Li Chen et Jie-Ren Lee. *Modeling and control of a piezoelectric actuator driven system with asymmetric hysteresis*. Journal of the Franklin Institute, vol. 346, no. 1, pages 17–32, 2009.

[Jänker 01] Peter Jänker. *Electrostrictive or Piezoelectric Actuator Device with a Stroke Amplifying Transmission Mechanism*, 2001.

[Jänker 08] P Jänker, F Claeyssen, B Grohmann, M Christmann et T Lorkowski. *New Actuators for Aircraft and Space Applications*. In ACTUATOR 2008, 11th International Conference on New Actuators, pages 346–354, Bremen, Germany, 2008.

[Janocha 00] Hartmut Janocha et Klaus Kuhnen. *Real-time compensation of hysteresis and creep in piezoelectric actuators*. Sensors and Actuators A : Physical, vol. 79, no. 2, pages 83–89, 2000.

[Jiang 09] Xiaoning Jiang, William B Cook et Wesley S Hackenberger. *Cryogenic Piezoelectric Actuator*. In Proc. SPIE 7439, Astronomical and Space Optical Systems, volume 7439, page 74390Z, San Diego, USA, 2009.

[Jiang 10] Hao Jiang, Hongli Ji, Jinhao Qiu et Yuansheng Chen. *A modified prandtl-ishlinskii model for modeling asymmetric hysteresis of piezoelectric actuators*. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 5, pages 1200–1210, 2010.

[Jung 00] H Jung et D G Gweon. *Creep characteristics of piezoelectric actuators*. Review of Scientific Instruments, vol. 71, no. 4, pages 1896–1900, 2000.

[Jung 01] H Jung, J Y Shim et D Gweon. *Tracking control of piezoelectric actuators*. Nanotechnology, vol. 12, no. 1, pages 14–20, 2001.

[Kim 08] SM Kim et Stanislaw Pietrzko. *Active vibration isolation using an electrical damper or an electrical dynamic absorber*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 16, no. 2, pages 245–254, 2008.

[Knowles 02] Gareth Knowles, Bruce Bower et Leslie Cross. *Flextensional Transducer Assembly and Method for its Manufacture*, 2002.

[Kuhnen 99] Klaus Kuhnen et Hartmut Janocha. *Adaptive Inverse Control of Piezoelectric Actuators with Hysteresis Operators*. In European Control Conference, Karlsruhe, 1999.

[Kuhnen 03] K Kuhnen. *Modeling, identification and compensation of complex hysteretic nonlinearities : A modified prandtl-ishlinskii approach*. European Journal of Control, vol. 9, no. 4, pages 407–418, 2003.

[Lau 00] G. K. Lau, H. Du, N. Guo et M. K. Lim. *Systematic Design of Displacement-Amplifying Mechanisms for Piezoelectric Stacked Actuators Using Topology Optimization*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 11, no. 9, pages 685–695, September 2000.

[Lee 00] Soon-Hong Lee, Thomas J Royston et Gary Friedman. *Modeling and Compensation of Hysteresis in Piezoceramic Transducers for Vibration Control*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 11, no. 10, pages 781–790, 2000.

[Levinzon 04] F.a. Levinzon. *Fundamental Noise Limit of Piezoelectric Accelerometer*. IEEE Sensors Journal, vol. 4, no. 1, pages 108–111, February 2004.

[Levinzon 05] F A Levinzon. *Noise of piezoelectric accelerometer with integral FET amplifier*. IEEE Sensors Journal, vol. 5, no. 6, pages 1235–1242, 2005.

[Levinzon 08] Felix A Levinzon et Robert D Drullinger. *The Industry's Lowest Noise 10 V/G Seismic IEPE Accelerometer*. In Society for Experimental Mechanics, editeur, IMAC-XXVI : Conference & Exposition on Structural Dynamics, 2008.

[Liepe 01] M Liepe, W D Moeller et S N Simrock. *Dynamic Lorentz force compensation with a fast piezoelectric tuner*. In Particle Accelerator Conference, 2001. PAC 2001. Proceedings of the 2001, volume 2, pages 1074 –1076, 2001.

[Lilje 02] L Lilje, S Simrock, D Kostin et M Fouaidy. *Characteristics of a Fast Piezo-Tuning Mechanism for Superconducting Cavities*. In Proceedings of European Particle Accelerator Conference 8, EPAC, pages 2256–2258, Paris, France, 2002.

[Lin 06] Chih-Jer Lin et Sheng-Ren Yang. *Precise positioning of piezo-actuated stages using hysteresis-observer based control*. Mechatronics, vol. 16, no. 7, pages 417–426, 2006.

[Lion Precision 11] Lion Precision. *Elite Series Amplitude/Phase Frequency Response - LT03-0031*. Rapport technique, St. Paul, Minnesota , U.S.A., 2011.

[Liu 07] Van-Tsai Liu, Hsiang-Chan Huang, Chun-Liang Lin et Zi-Jie Jian. *Neural Net-based Modeling and Control of a Micro-positioning Platform Using Piezoelectric Actuators*. Journal of Vibration and Control, vol. 13, no. 3, pages 309–325, 2007.

[Liu 10] Fang Liu, Bo Fang et Wen-hu Huang. *Vibration control of flexible satellites using a new isolator*. In Systems and Control in Aeronautics and Astronautics (ISSCAA), 2010 3rd International Symposium on, pages 593–597, 2010.

[Ljung 99] Lennart Ljung. System Identification : Theory for the User. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, USA, 2nd edition, 1999.

[Lottin 06] J Lottin, F Formosa, M Virtosu et L Brunetti. *About optimal location of sensors and actuators for the control of flexible structures*. In 7th International Workshop on Research and Education in Mechatronics, REM2006, Stockholm, Su{è}de, 2006.

[MacMynowski 04] Douglas G MacMynowski, George Z Angeli, Konstantinos Vogiatzis, Joeleff Fitzsimmons et Stephen Padin. *Parametric modeling and control of telescope wind-induced vibration*. In Proc. SPIE 5497, Modeling and Systems Engineering for Astronomy, pages 266–277, September 2004.

[Mallows 09] Sophie Mallows et Thomas Otto. *Radiation Levels in the CLIC Tunnel*. In CLIC Two-Beam Module review 15-16 September 2009, Geneva, 2009. CERN.

[Maxim Integrated 01] Maxim Integrated. *Appnote728 : Defining and Testing Dynamic Parameters in High-Speed ADCs, Part 1*, 2001. http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/728.

[Mayhan 00] Paul Mayhan, K Srinivasan, Sarawoot Watechagit et Gregory Washington. *Dynamic Modeling and Controller Design for a Piezoelectric Actuation System Used for Machine Tool Control*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 11, no. 10, pages 771–780, 2000.

[Montag 96] Christoph Montag. *Active stabilization of mechanical quadrupole vibrations for linear colliders*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A : Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, vol. 378, no. 3, pages 369–375, 1996.

[Montag 97] Christoph Montag. *Active stabilization of mechanical quadrupole vibrations in a linear collider test facility*. Thèse de Doctorat, Hamburg University, 1997.

[Ninness 06] Brett Ninness et Adrian Wills. *An identification toolbox for profiling novel techniques*. In 14th IFAC symposium on system identification, pages 919–924, Australia, March 2006.

[Nogarede 08] Bertrand Nogarede, Carole Henaux et Jean-françois Rouchon. *Actionneurs électromécaniques pour la robotique et le positionnement - Fondamentaux et structures de base*. Techniques de l'Ingénieur, vol. D5341, 2008.

[Ouyang 05] P R Ouyang, W J Zhang et M M Gupta. *Design of a New Compliant Mechanical Amplifier*. ASME Conference Proceedings, vol. 2005, no. 47446, pages 15–24, 2005.

[PCB 12] PCB. *PCB Piezotronics Catalogue*, 2012. http://www.pcb.com/.

[P.I. 12] P.I. *Physik Instruments catalogue*, 2012. http://www.physikinstrumente.com.

[P.M.D. Scientific 06] P.M.D. Scientific. *Special Seismic Sensors LC501*, 2006. http://www.pmdsci.com/special_seismic_sensors.htm.

[Popov 10] K Popov, S Dimov, A Ivanov, D T Pham et E Gandarias. *New tool-workpiece setting up technology for micro-milling*. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, vol. 47, no. 1-4, pages 21–27, 2010.

[Porfiri 07] M Porfiri, C Maurini et J Pouget. *Identification of electromechanical modal parameters of linear piezoelectric structures*. Smart Materials and Structures, vol. 16, no. 2, pages 323–331, 2007.

[Preumont 06] A Preumont. Mechatronics : Dynamics of Electromechanical and Piezoelectric Systems. Springer Netherlands, 2006.

[Preumont 11] André Preumont. *Vibration Control of Active Structures : An Introduction*. page 432, 2011.

[Redaelli 02] S Redaelli, R W Aß mann, W Coosemans et W Schnell. *The Effect of Cooling Water on Magnet Vibrations*. In EPAC'02, European Particle Accelerator Conference, pages 485–487, Paris, France, 2002.

[Redaelli 03] Stefano Redaelli. *Stabilization of Nanometre-Size Particle Beams in the Final Focus System of the Compact LInear Collider (CLIC)*. Thèse de Doctorat, Universitï¿½ de Lausanne, 2003.

[Richardson 89] David L. Richardson, Jack P. Clark, Thurman D. Smith et Richard W. Perry. *Apparatus for the Ultrasonic Examination of Shroud Hold Down Bolts*, 1989.

[Rivin 95] Eugene I Rivin. *Vibration isolation of precision equipment*. Precision Engineering, vol. 17, no. 1, pages 41–56, 1995.

[Rodrigues 07] C M A Vasques Rodrigues et J Dias. *Active vibration control of a smart beam through piezoelectric actuation and laser vibrometer sensing : simulation, design and experimental implementation*. Smart Materials and Structures, vol. 16, no. 2, page 305, 2007.

[Ronkanen 08] Pekka Ronkanen. *Current Measurement in Control and Monitoring of Piezoelectric Actuators*. Thèse de Doctorat, Tampere University of Technology, 2008.

[Salzmann 00] Ch Salzmann, D Gillet et P Huguenin. *Introduction to real-time control using LabVIEWTM with an application to distance learning*. International Journal of Engineering Education, vol. 16, no. 5, pages 372–384, 2000.

[Schulte 12] Daniel Schulte. *Beam Loss Generation*. In Workshop on Machine Protection, focusing on Linear Accelerator complexes : 6th - 8th June, 2012, Geneva, 2012. CERN.

[Seryi 01] Andrei Seryi. *Ground motion and vibration issues for accelerators*. In PACS2001, Proceedings of the 2001 Particle Accelerator Conference (Cat. No.01CH37268), volume 1, pages 364–368, Chicago, USA, 2001. Ieee.

[Shan 12] Yingfeng Shan et Kam K Leang. *Dual-stage repetitive control with Prandtl-Ishlinskii hysteresis inversion for piezo-based nanopositioning*. Mechatronics, vol. 22, no. 3, pages 271–281, 2012.

[Shaw 01] J. Shaw. *Active Vibration Isolation by Adaptive Control*. Journal of Vibration and Control, vol. 7, no. 1, pages 19–31, January 2001.

[Sievers 11] S Sievers, J Conrad, R Eichhorn, J Enders, R Grewe, F Hug, T Kuerzeder, N Pietralla et A Richter. *Test of Components for the S-Dalinac Injector Upgrade*. In Proceedings of 15th International Conference ofn RF supraconductivity, SRF, pages 50–52, Chicago, USA, 2011.

[Sigmund 97] Ole Sigmund. *On the Design of Compliant Mechanisms Using Topology Optimization**. Mechanics of Structures and Machines, vol. 25, no. 4, pages 493–524, 1997.

[Song 05] G Song, Jinqiang Zhao, Xiaoqin Zhou et J A De Abreu-Garcia. *Tracking control of a piezoceramic actuator with hysteresis compensation using inverse Preisach model*. Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, vol. 10, no. 2, pages 198–209, 2005.

[Song 06] Junho Song et Armen Der Kiureghian. *Generalized Bouc–Wen Model for Highly Asymmetric Hysteresis*. Journal of Engineering Mechanics, vol. 132, no. 6, pages 610–618, 2006.

[Southward 91] S C Southward, C J Radcliffe et C R MacCluer. *Robust Nonlinear Stick-Slip Friction Compensation*. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol. 113, no. 4, pages 639–645, 1991.

[Steinhagen 10] R J Steinhagen, A Boccardi, A Butterworth, E Calvo Giraldo, R Denz, M Gasior, J L Gonzalez, S Jackson, L K Jensen, O R Jones, Q King, M Lamont, G Kruk, S Page et J Wenninger. *Commissioning and Initial Performance of the LHC Beam-based Feedback Systems*. In Proceedings of International Particle Accelerator Conference 10, IPAC'10, pages 2779–2781, Kyoto, Japan, 2010.

[Stochino 09] Alberto Stochino, Benjamin Abbot, Yoichi Aso, Mark Barton, Alessandro Bertolini, Valerio Boschi, Dennis Coyne, Riccardo DeSalvo, Carlo Galli, Yumei Huang, Alex Ivanov, Szabolcs Marka, David Ottaway, Virginio Sannibale, Chiara Vanni, Hiroaki Yamamoto et Sanichiro Yoshida. *The Seismic Attenuation System (SAS) for the Advanced LIGO gravitational wave interferometric detectors*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A : Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, vol. 598, no. 3, pages 737–753, January 2009.

[Su 02] Y X Su, B Y Duan, Q Wei, R D Nan et B Peng. *The wind-induced vibration control of feed supporting system for large spherical radio telescope using electrorheological damper*. Mechatronics, vol. 13, no. 2, pages 95–110, March 2002.

[Tecker 12] Frank Tecker. *Beam loss experience from CTF3*. In Workshop on Machine Protection, focusing on Linear Accelerator complexes : 6th - 8th June, 2012, Geneva, 2012. CERN.

[Teodorescu 11] E Teodorescu et A Sailer. *Radiation Dose to the QD0 Quadrupole in the CLIC Interaction Region (LCD-Note-LCD-2010-013)*. Rapport technique, CERN, Geneva, 2011.

[Thomas 07] Marc Thomas et Frédéric Laville. Simulation des vibrations mécaniques par Matlab, Simulink et Ansys. Presses de l'Université du Québec, Québec, 2007.

[Trabia 11] M. B. Trabia, W. Yim et M. Saadeh. *Modeling of Hysteresis and Backlash for a Smart Fin with a Piezoelectric Actuator*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 22, no. 11, pages 1161–1176, October 2011.

[Wang 10] D. H. Wang, W. Zhu et Q. Yang. *Linearization of Stack Piezoelectric Ceramic Actuators Based on Bouc-Wen Model*. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 22, no. 5, pages 401–413, November 2010.

[Wielandt 12] Erhard Wielandt. *Seismic Sensors and their Calibration*. In P. Bormann, editeur, New Manual of Seismological Observatory Practice 2 (NMSOP-2), numéro August, pages 1–51. GeoForschungsZentrum GFZ, Postdam, Germany, 2012.

[Wilcoxon 04] Wilcoxon. *Ultra low noise power unit/ amplifier, Model P31, Specification Sheet*. Wilcoxon Research Inc, 2004.

[Wilcoxon 09] Wilcoxon. *Seismic Accelerometer, Model 731A, Specification Sheet*. Wilcoxon Research Inc, 2009.

[Wilson 04] I. Wilson. *The compact linear collider CLIC*. Physics Reports, vol. 403-404, pages 365–378, December 2004.

[Wlodkowski 01] Paul A Wlodkowski, Kan Deng et Manfred Kahn. *The development of high-sensitivity, low-noise accelerometers utilizing single crystal piezoelectric materials*. Sensors and Actuators A : Physical, vol. 90, no. 1-2, pages 125–131, 2001.

[Yen 05] Jia-Yush Yen, Kuo-Jung Lan et John a. Kramar. *Active vibration isolation of a large stroke scanning probe microscope by using discrete sliding mode control*. Sensors and Actuators A : Physical, vol. 121, no. 1, pages 243–250, May 2005.

[Zou 06] Lichun Zou et K.an Deng. *High sensitivity, low noise piezoelectric flexural sensing structure using <011> poled relaxor-based piezoelectric single crystals*. Brevet US 7104140 B2. 2006.

Liste des publications associées à ces travaux

Revues

[1] A. Badel, R. Le Breton, F. Formosa, S. Hanene, and J. Lottin, « Precise positioning and active vibration isolation using piezoelectric actuator with hysteresis compensation », Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2013. *(Accepté - à paraitre)*

[2] R. Le Breton, G. Deleglise, J. Allibe, A. Badel, G. Balik, and B. Caron, « Nanometer Scale Active Ground Motion Isolator », Sensors and Actuators A : Physical, 2013. *(Soumis - en cours de révision)*

[3] G. Balik, B. Caron, J. Allibe, A. Badel, L. Brunetti, G. Deleglise, A. Jeremie, and R. Le Breton, « Experimental setup of nano-motion control of ground vibration », Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2013. *(Soumis - en cours de révision)*

Conférences avec actes

Le Breton R., Badel A., Lottin J., « Single degree of freedom active isolation using amplified piezoelectric actuator with a hysteresis compensation method », 2010, Mecatronics 2010, Yokohama, Japon

Balik G., Badel A., Bolzon B., Brunetti L., Caron B., Deleglise G., Jeremie A., Le Breton R., Lottin J., Pacquet L., « Stabilization study at the sub-nanometer level of the future Compact Linear Collider at the interaction point. », 2010, Mecatronics 2010, Yokohama, Japon

Balik G., Brunetti L., Deleglise G., Jérémie A., Pacquet L., Badel A., Caron B., Le Breton, R., Latina A., Pfingstner J., Schulte D., Snuverink J., « Interaction point feedback design and integrated simulations to stabilize the CLIC final focus », 2011, 2nd International Particle Accelerator Conference (IPAC2011), San Sebastian, Espagne

Balik G., Badel A., Bolzon B., Brunetti L., Caron B., Deleglise G., Jérémie A., Le Breton R., Lottin J., Pacquet L., « Beam trajectory control of the future Compact Linear Collider», 2011, 8th International Conference on Informatics in Control », Automation and Robotics (ICINCO 2011), Noordwijkerhout, Pays-Bas

Jérémie A., Balik G., Bolzon B., Brunetti L., Deleglise G., Badel A., Caron B., Lebreton R., Lottin J., »CLIC MDI stabilization update », 2010, International Workshop on Linear Colliders, Genève, Suisse

ANNEXES

A

Documentation technique

A.1 Actionneur APA100M

CEDRAT TECHNOLOGIES

TECHNICAL DATA SHEET	APA100M	v3.1.2

CEDRAT
TECHNOLOGIES
15 chemin de Malacher
ZIRST
38246 MEYLAN Cedex
France

Tel. : +33 4 76 90 50 45
Fax : +33 4 56 38 08 30
http://www.cedrat.com
actuator@cedrat.com

➢ **TABLE OF STANDARD PROPERTIES OF USE AND MEASUREMENT**

The properties defined in the table below, are set up according to the technical conditions of use and measurement. These properties are warranted within their variation range and in compliance with the standard technical conditions of use.

Properties APA100M	Standard technical conditions	Unit	Nominal values	Min. values	Max. values
Notes		-	-	-	-
Max. no load displacement	Quasistatic excitation, blocked-free	µm	110	99	143
Blocked force	Quasistatic excitation, blocked-free	N	184	147	221
Stiffness	Quasistatic excitation, blocked-free	N/µm	1,67	1,34	1,84
Resonance frequency (free-free)	Harmonic excitation, blocked-free, on the admittance curve	Hz	6500	5200	7800
Response time (free-free)		ms	0,08	0,07	0,09
Resonance frequency (blocked-free)	Harmonic excitation, blocked-free, on the admittance curve	Hz	1900	1615	2090
Response time (blocked-free)		ms	0,26	0,24	0,30
Capacitance	Quasistatic excitation, free-free, on the admittance curve	µF	3,15	2,84	4,10
Max. no load displacement at resonance	Max. harmonic excitation, free-free	µm p-p	88	70	106
Max. voltage at resonance	Max. harmonic excitation, free-free	Vrms	9,00	7,20	10,80
Resolution	Quasistatic excitation	nm	1,10	-	-
Height (in actuation direction)		mm	25,00	24,80	25,20
Length		mm	55,10	55,00	55,20
Width (excl. wedge & wires)		mm	5,00	4,95	5,05
Width (incl. wedge & wires)		mm	9,00	8,00	10,50
Mass		g	19,5	-	-
Standard mechanical interface	2 flat surfaces 5*5 mm² with M2.5 threaded hole	-	-	-	-
Standard electrical interface	2 PTFE insulated AWG30 wires 100 mm long with Ø 1 banana plug	-	-	-	-

➢ **PROPERTIES STANDARD TECHNICAL CONDITIONS OF USE AND MEASUREMENT**

Free-free : The actuator is not fixed
Blocked-free : The actuator is fixed to a mechanical support assumed infinitely stiff
Quasistatic excitation : AC voltage between –20 and 150 V at 1 Hz
Harmonic excitation : Voltage of 0.5 Vrms, sinusoidal mode from 0 to 100 kHz
Max. harmonic excitation : Voltage defined by the measurement of max. displacement, sinus at resonance frequency
Displacement measurement : Laser interferometer, capacitive displacement sensor
Admittance measurement : HP 4194 A electrical impedance analyser
Environment : Ambient temperature (15-25°C) and dry air (Humidity < 50 % rH)

Any technical conditions of use, different from those defined above, can lead to temporary or definitive alterations of properties. Thank you to contact CEDRAT TECHNOLOGIES before using actuators under non standard technical conditions.

➢ **FACTORY TESTS CARRIED OUT**

☒ Test 1 : Electrical admittance vs. Frequency, free-free
☒ Test 2 : Displacement vs. input voltage

➢ **EXTRA FACTORY TESTS**

☐ Test 3 : Gain and linearity of the sensor
☐ Test 4 : Step response in closed loop
☐ Test 5 : Stability in closed loop

➢ **MECHANICAL INTERFACE**

☐ [FI] Flat Interface ☐ [H] Flat Interface with hole ☒ [TH] Flat Interface with threaded hole
☐ [SV] Specific version ☐ [FF] Free-free Interface ☐ [SI] Specific interface

➢ **AVAILABLE OPTIONS**

☒ [SG] Strain gauges ☐ [CS] Capacitive displacement sensor ☐ [NM] Non-magnetic
☒ [VAC] Vacuum

APA100M_GB_v3.1.2

FIGURE A.1 – *Technical Data Sheet APA100M*

A.2 Amplificateur LA75B

CEDRAT TECHNOLOGIES

TECHNICAL DATA SHEET	LA75B-x	v3.3

CEDRAT
TECHNOLOGIES
15 chemin de Malacher
ZIRST
38246 MEYLAN Cedex
France

Tel. : +33 4 76 90 50 45
Fax : +33 4 56 38 08 30
http://www.cedrat.com
actuator@cedrat.com

➢ **TABLE OF STANDARD PROPERTIES OF USE AND MEASUREMENT**

The properties defined in the table below, are set up according to the technical conditions of use and measurement. These properties are warranted within their variation range and in compliance with the standard technical conditions of use.

Properties LA75B-x	Standard technical conditions	Unit	Nominal values	Min. values	Max. values
Notes			x : number of channel		
Function			Linear amplifier		
Max. number of channels			2		
Cooling			Natural convection (Forced convection for 2 channels)		
Protection			Thermal		
Negative supply voltage	Standard environment	V	-36	-30.0	-40.0
Positive supply voltage	Standard environment	V	165	164	182
Min. input voltage	Standard environment	V	-1.2	-1.1	-1.3
Max. input voltage	Standard environment	V	7.7	7.6	7.9
Min. output voltage	Standard environment	V	-20	-19.0	-22.0
Max. output voltage	Standard environment	V	150	145.0	160.0
Gain	Standard environment	V/V	20	19.0	21.0
Max. output current		A	0.36	0.34	0.39
Max. output load capacitance		µF	400	360.0	440.0
Signal to noise ratio	Noise measurement conditions	dB	85	70.0	100.0
Unloaded output bandwith (-3dB)		Hz	33000	29700	36300
Loaded Output bandwidth (-3dB)	Standard load	Hz	616	554.5	677.7
Input impedance		kOhms	10	9.5	10.5
Mass		kg	1	-	-
Dimensions		mm	10F wide, 3H high		

Option UC45	Standard technical conditions	Unit	Nominal values	Min. values	Max. values
Notes					
Function			Option on amplifier board - Numerical servo controller		
Size		mm	50*70		
Max. number of control channels			1 per channel		
Sampling frequency		Hz	10000		
A/D converters			16 bit @ +/-10V		
D/A converters			16 bit @ +/-10V		
Computer interface			USB		
Filter cells	2nd order low-pass or stop-band filter @ [150 2000]Hz		Selectable by the GUI HDPM45		

LA75B-x_GB_v3.3.doc

FIGURE A.2 – *Technical Data Sheet LA75B*

A.3 Actionneur PPA10M

CEDRAT TECHNOLOGIES

TECHNICAL DATA SHEET	PPA10M	v3.1

CEDRAT
TECHNOLOGIES
15 chemin de Malacher
ZIRST
38246 MEYLAN Cedex
France

Tel. : +33 4 76 90 50 45
Fax : +33 4 56 38 08 30
http://www.cedrat.com
actuator@cedrat.com

➢ **TABLE OF STANDARD PROPERTIES OF USE AND MEASUREMENT**

The properties defined in the table below, are set up according to the technical conditions of use and measurement. These properties are warranted within their variation range and in compliance with the standard technical conditions of use.

Properties PPA10M	Standard technical conditions	Unit	Nominal values	Min. values	Max. values
Notes		-	-	-	-
Max. no load displacement	*Quasistatic excitation, blocked-free*	*µm*	*8*	*7*	*9*
Blocked force	*Quasistatic excitation, blocked-free*	*N*	*800*	*640*	*960*
Stiffness	*Quasistatic excitation, blocked-free*	*N/µm*	*100,00*	*80,00*	*110,00*
Resonance frequency (free-free)	*Harmonic excitation, free-free, on the admittance curve*	*Hz*	*65000*	*55250*	*71500*
Response time (free-free)	*Harmonic excitation, free-free, on the admittance curve*	*ms*	*0,01*	*0,01*	*0,01*
Capacitance	*Quasistatic excitation, free-free, on the admittance curve*	*µF*	*0,70*	*0,63*	*0,91*
Max. tensile force	*Static effort, blocked-free*	*N*	*400*	*300*	*400*
Resolution	*Quasistatic excitation*	*nm*	*0,08*	-	-
Height (in actuation direction)		*mm*	*18,00*	*17,80*	*18,20*
Depth (base)		*mm*	*10,00*	*9,90*	*10,10*
Width (base excl. wedge & wires)		*mm*	*6,50*	*5,50*	*7,50*
Width (base incl. wedge & wires)		*mm*	*9,00*	*8,00*	*10,00*
Mass		*g*	*6,0*	-	-
Standard mechanical interface (top)	*1 centered M2.5 threaded hole 2.5 mm deep*	-	-	-	-
Standard mechanical interface (base)	*1 centered M2.5 threaded hole 2.5 mm deep*	-	-	-	-
Standard electrical interface	*2 PTFE insulated AWG30 wires 100 mm long with Ø 1 banana plug*	-	-	-	-

➢ **PROPERTIES STANDARD TECHNICAL CONDITIONS OF USE AND MEASUREMENT**

Free-free : The actuator is not fixed
Blocked-free : The actuator is fixed to a mechanical support assumed infinitely stiff
Quasistatic excitation : AC voltage between –20 and 150 V at 1 Hz
Harmonic excitation : Voltage of 0.5 Vrms, sinusoidal mode from 0 to 100 kHz
Max. harmonic excitation : Voltage defined by the measurement of max. displacement, sinus at resonance frequency
Displacement measurement : Laser interferometer, capacitive displacement sensor
Admittance measurement : HP 4194 A electrical impedance analyser
Environment : Ambient temperature (15-25°C) and dry air (Humidity < 50 % rH)

Any technical conditions of use, different from those defined above, can lead to temporary or definitive alterations of properties. Thank you to contact CEDRAT TECHNOLOGIES before using actuators under non standard technical conditions.

➢ **FACTORY TESTS CARRIED OUT**

☒ Test 1 : Electrical admittance vs. Frequency, free-free
☒ Test 2 : Displacement vs. input voltage

➢ **EXTRA FACTORY TESTS**

☐ Test 3 : Gain and linearity of the sensor
☐ Test 4 : Step response in closed loop
☐ Test 5 : Stability in closed loop

➢ **MECHANICAL INTERFACE**

☐ [FI] Flat Interface
☐ [SV] Specific version
☐ [H] Flat Interface with hole
☐ [FF] Free-free Interface
☒ [TH] Flat Interface with threaded hole
☐ [SI] Specific interface

➢ **AVAILABLE OPTIONS**

☒ [SG] Strain gauges
☒ [VAC] Vacuum
☐ [CS] Capacitive displacement sensor
☒ [NM] Non-magnetic

PPA10M_GB_v3.1

FIGURE A.3 – *Technical Data Sheet PPA10M*

GROUPE CEDRAT

Piezoelectric Actuators

Factory Verification: v4.1

Date of test (DD/MM/YY)	Model	Options	Serial Number	Test performed by	Signature	Quality Assurance
26/08/2008	PPA10M		08-024	AC		Date: Signature: Name: Stamp: 01 SEP 2008

Electrical Admittance vs. Frequency

Mechanical conditions :
Free-Free

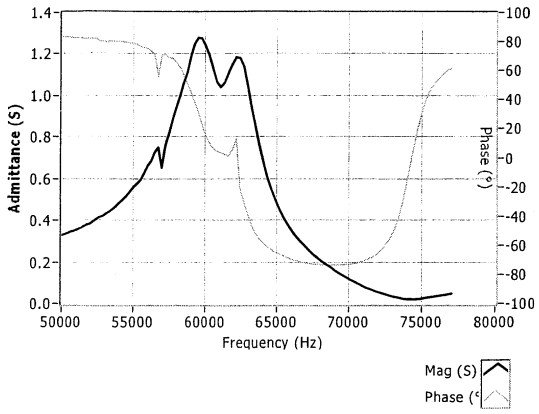
Measurement apparatus:
Cypher Instruments C60

Resonance Frequency :
59530 Hz

Effective Coupling Coefficient :
60 %

Acceptance limits :55250 Hz < Fr < 71500 Hz.

Notes:



Displacement vs. Input voltage

Mechanical conditions :
Blocked-Free

Measurement apparatus:
Capacitive sensor MC2930

Sensor gain:
50 µm/V

Tension gain probe:
x20.00

Driving frequency:
10.00 Hz

Measured displacement :
9.89µm pk-pk for 174.11V pk-pk

Maximum displacement:
9.66µm pk-pk for 170V pk-pk

Acceptance limits : Vmax=150V ; Vmin= -20V; 7 µm < U < 14 µm.

Notes:

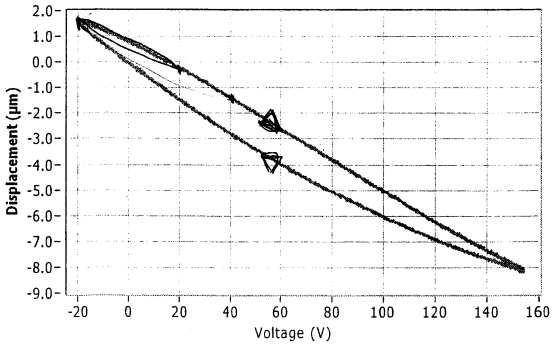


FIGURE A.4 – *Données de calibration de l'actionneur 08-024 PPA10M*

GROUPE CEDRAT

Piezoelectric Actuators

Factory Verification: v4.1

Date of test (DD/MM/YY)	Model	Options	Serial Number	Test performed by	Signature	Quality Assurance
26/08/2008	PPA10M		08-025	AC		Date: Signature: Name: Stamp: 01 SEP. 2008

Electrical Admittance vs. Frequency

Mechanical conditions :
Free-Free

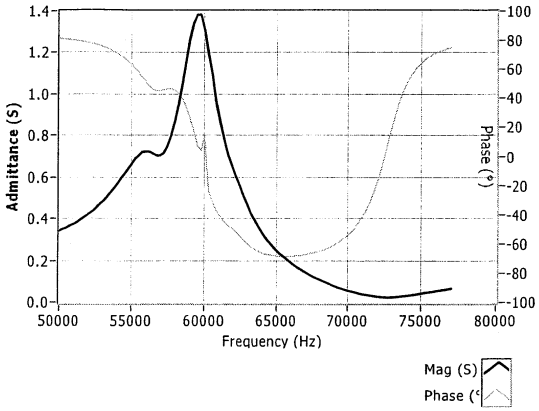
Measurement apparatus:
Cypher Instruments C60

Resonance Frequency :
59530 Hz

Effective Coupling Coefficient :
57 %

Acceptance limits :55250 Hz < Fr < 71500 Hz.

Notes:



Displacement vs. Input voltage

Mechanical conditions :
Blocked-Free

Measurement apparatus:
Capacitive sensor MC2930

Sensor gain:
50 µm/V

Tension gain probe:
x20.00

Driving frequency:
10.00 Hz

Measured displacement :
9.57µm pk-pk for 174.11V pk-pk

Maximum displacement:
9.34µm pk-pk for 170V pk-pk

Acceptance limits : Vmax=150V ;
Vmin= -20V; 7 µm < U < 14 µm.

Notes:

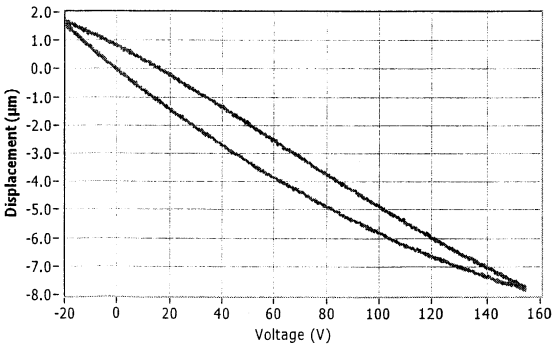


FIGURE A.5 – *Données de calibration de l'actionneur 08-025 PPA10M*

GROUPE CEDRAT

Piezoelectric Actuators

Factory Verification: v4.1

Date of test (DD/MM/YY)	Model	Options	Serial Number	Test performed by	Signature	Quality Assurance
26/08/2008	PPA10M		08-023	AC		Date: Signature: Name: Stamp: 01 SEP 2008

Electrical Admittance vs. Frequency

Mechanical conditions :
Free-Free

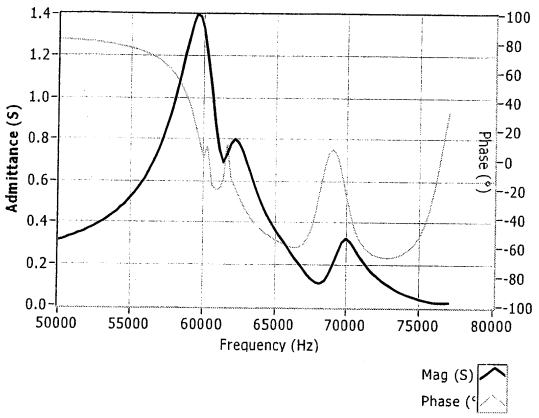
Measurement apparatus:
Cypher Instruments C60

Resonance Frequency :
59530 Hz

Effective Coupling Coefficient :
63 %

Acceptance limits :55250 Hz < Fr < 71500 Hz.

Notes:



Displacement vs. Input voltage

Mechanical conditions :
Blocked-Free

Measurement apparatus:
Capacitive sensor MC2930

Sensor gain:
50 µm/V

Tension gain probe:
x20.00

Driving frequency:
10.00 Hz

Measured displacement :
9.12µm pk-pk for 174.11V pk-pk

Maximum displacement:
8.90µm pk-pk for 170V pk-pk

Acceptance limits : Vmax=150V ; Vmin= -20V; 7 µm < U < 14 µm.

Notes:

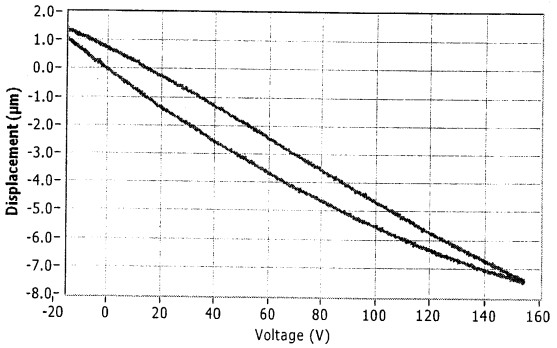


FIGURE A.6 – *Données de calibration de l'actionneur 08-026 PPA10M*

GROUPE CEDRAT

Piezoelectric Actuators

Factory Verification: v4.1

Date of test (DD/MM/YY)	Model	Options	Serial Number	Test performed by	Signature	Quality Assurance
26/08/2008	PPA10M		08-026	AC		Date: Signature: Name: Stamp: 01 SEP 2008

Electrical Admittance vs. Frequency

Mechanical conditions :
Free-Free

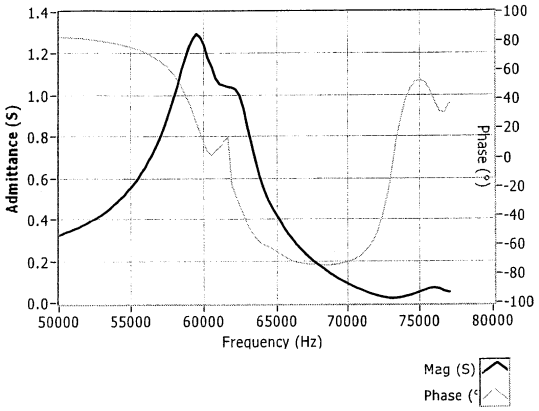
Measurement apparatus:
Cypher Instruments C60

Resonance Frequency :
59530 Hz

Effective Coupling Coefficient :
58 %

Acceptance limits :55250 Hz < Fr < 71500 Hz.

Notes:



Displacement vs. Input voltage

Mechanical conditions :
Blocked-Free

Measurement apparatus:
Capacitive sensor MC2930

Sensor gain:
50 µm/V

Tension gain probe:
x20.00

Driving frequency:
10.00 Hz

Measured displacement :
9.74µm pk-pk for 174.09V pk-pk

Maximum displacement:
9.51µm pk-pk for 170V pk-pk

Acceptance limits : Vmax=150V ; Vmin= -20V; 7 µm < U < 14 µm.

Notes:

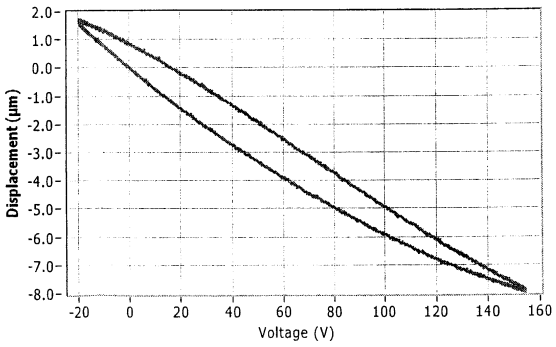


FIGURE A.7 – *Données de calibration de l'actionneur 08-027 PPA10M*

A.4 Capteur Lion Precision C23-C – CPL190

LION PRECISION

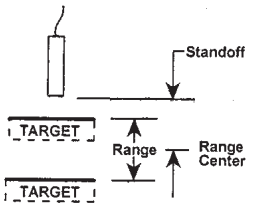
CALIBRATION REPORT

Calibration Report for IBS

Order ID: 54250
Customer ID: 1066
Calibration Date: 7/7/2009
Calibration Due Date: 7/7/2010
Calibration Number: 13149
Calibration Type=Single-Ended

System Components

Probe Model: C23-C
Probe Serial: 081587-14
Driver Model: CPL190
Driver Serial: 090081-01
Channel: 1



See definition of terms on the back of this sheet

Calibration Parameters

Range: 250 µm
Standoff (range center): 250 µm
Output Voltage: 10 to -10 VDC
Output Sensitivity: 0.080 V/ µm
Target: 100 - flat target
Bandwidth (-3dB): 15000 Hz

Peak to Peak Resolution: 51.42 nm (Spec: 100 nm)
RMS Resolution: 5.94 nm (Spec: 10 nm)
Bandwidth: (-3dB): 16000 Hz

Linearity Error: 0.07%
Error Band: 0.15% (Spec: ±0.3%)
* denotes out of spec condition

Gap to Target	Gap to Standoff	Output	Output converted to	Error
µm	µm	Volts	µm	µm
125.00	-125.00	9.980	-124.748	0.252
140.62	-109.38	8.740	-109.251	0.129
156.25	-93.75	7.487	-93.588	0.162
171.88	-78.12	6.233	-77.914	0.206
187.49	-62.51	4.984	-62.304	0.206
203.12	-46.88	3.739	-46.742	0.138
218.75	-31.25	2.494	-31.177	0.073
234.37	-15.63	1.248	-15.606	0.024
250.00	0.0	0.000	0.000	0.000
265.62	15.62	-1.249	15.614	-0.006
281.25	31.25	-2.500	31.256	0.006
296.87	46.87	-3.753	46.917	0.047
312.50	62.50	-5.008	62.601	0.101
328.12	78.12	-6.264	78.303	0.183
343.75	93.75	-7.522	94.025	0.275
359.37	109.37	-8.778	109.729	0.359
375.00	125.00	-10.025	125.317	0.317

Combined uncertainty of calibration: 12.7 nm plus 12.9 µm/m of range
Environmental Conditions: Temperature: 23.1 °C Pressure: 760.8 mmHg Humidity: 33.2% RH
Environmental Conditions Measurement IDs: Thermometer ID: 140 Barometer ID: 146 Hydrometer ID: 140
Calibration Equipment IDs: DSA Module: 193 Mechanical Calibrator ID: 88
Calibration Procedure ID: T016-0340 **Calibration Spec ID:** 1207

This certificate conforms to ISO 10012 Section 7.1.4
All Lion Precision calibrations are NIST traceable.
Detailed traceability information available upon request.

Bipolar Calibration Report rev02
Lion Precision 563 Shoreview Park Road Shoreview, MN 55126 USA
Phone: (651) 484-6544 • Fax: (651) 484-6824 • support@lionprecision.com • www.lionprecision.com

Technician: Dylan Stanton

FIGURE A.8 – *Données de calibration du capteur Lion Precision C23-C associée à son électronique Elite Series CPL190*

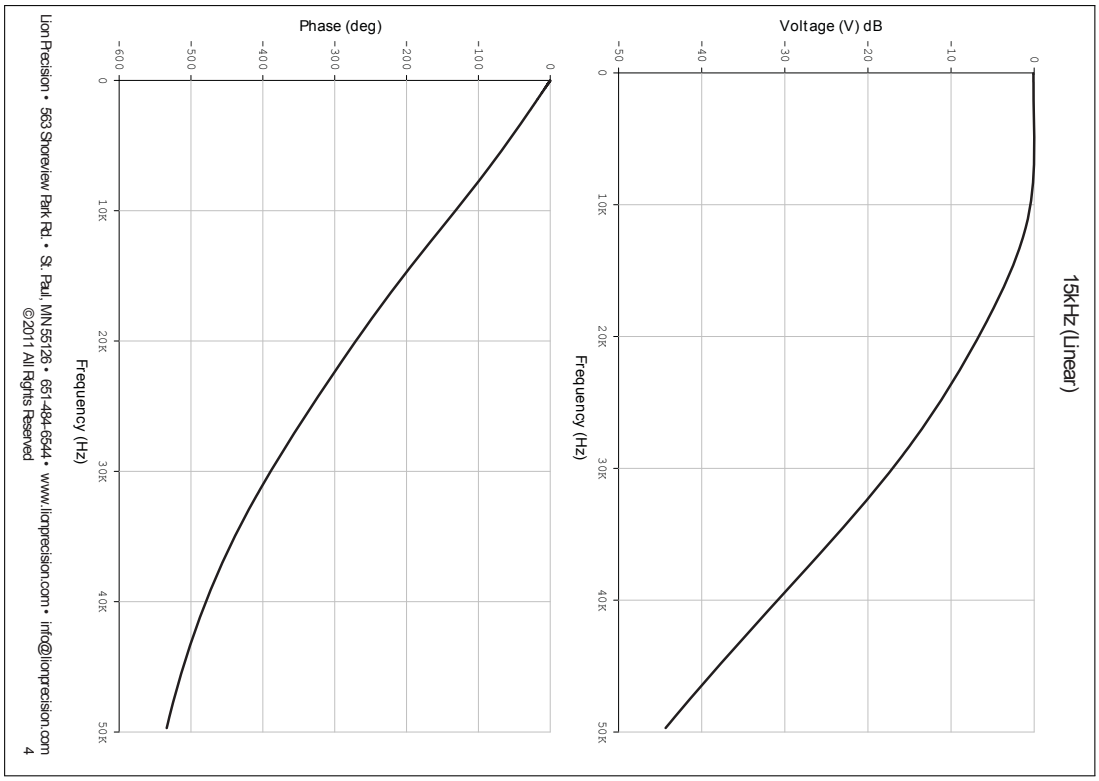


FIGURE A.9 – *Réponse en fréquence du filtre 15 kHz de électronique Elite Series CPL190*

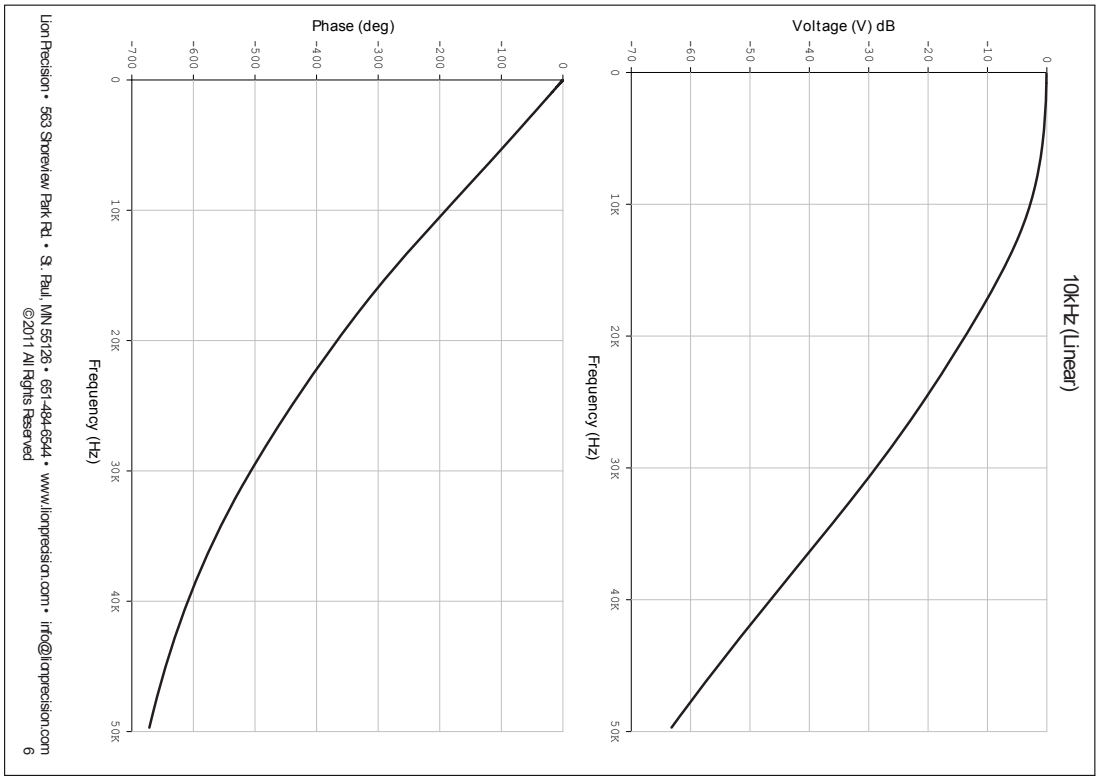


FIGURE A.10 – *Réponse en fréquence du filtre 10 kHz de électronique Elite Series CPL190*

A.5 Capteur Physik Instrument D-015 – 509.CxA

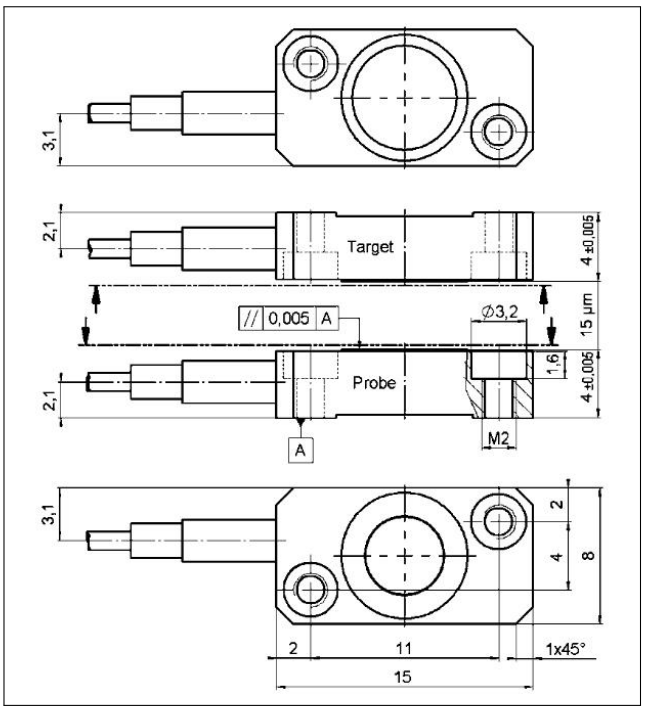


FIGURE A.11 – *Dimensions du capteur D-015 (mm)*

A.6 Güralp system – GMC

POLES AND ZEROS TABLE

WORKS ORDER NUMBER: 6166

SENSOR SERIAL NO: T4D83

Velocity response output, Vertical Sensor:

POLES (HZ)	ZEROS HZ
$-23.56 \times 10^{-3} \pm j\, 23.56 \times 10^{-3}$	0
-50	0
	159

Normalizing factor at 1 Hz: A = -0.314

Sensor Sensitivity: See Calibration Sheet.

Velocity response output, Horizontal Sensors:

POLES (HZ)	ZEROS (HZ)
$-23.56 \times 10^{-3} \pm j\, 23.56 \times 10^{-3}$	0
-50	0
	159

Normalizing factor at 1 Hz: A = -0.314

Sensor Sensitivity: See Calibration Sheet.

NOTE: The above poles and zeros apply to the vertical and the horizontal sensors and are given in units of Hz. To convert to Radian/sec multiply each pole or zero with 2π. The normalizing factor A should also be recalculated.

CMG-40T CALIBRATION SHEET

WORKS ORDER:	6166	DATE:	09-Feb-2011
SERIAL NUMBER:	T4D83	TESTED BY:	S. Goddard

	Velocity Output V/m/s (Differential)	Mass Position Output (Acceleration output) V/m/s^2	Feedback Coil Constant Amp/m/s^2
VERTICAL	2 x 797	20	0.00435
NORTH/SOUTH	2 x 799	22	0.00459
EAST/WEST	2 x 796	22	0.00478

Power Consumption: 65mA @ +12V input
Calibration Resistor: 51000

NOTE: A factor of 2 x must be used when the sensor outputs are used differentially (also known as push-pull or balanced output). Under no conditions should the negative outputs be connected to the signal ground. A separate signal ground pin is provided.

FIGURE A.12 – *Données de calibration du capteur GMC-40T – n°T4D83)*

POLES AND ZEROS TABLE

WORKS ORDER NUMBER: 6166

SENSOR SERIAL NO: T4F74

Velocity response output, Vertical Sensor:

POLES (HZ)	ZEROS HZ
$-23.56 \times 10^{-3} \pm j\, 23.56 \times 10^{-3}$	0
-50	0
	159

Normalizing factor at 1 Hz: A = -0.314

Sensor Sensitivity: See Calibration Sheet.

Velocity response output, Horizontal Sensors:

POLES (HZ)	ZEROS (HZ)
$-23.56 \times 10^{-3} \pm j\, 23.56 \times 10^{-3}$	0
-50	0
	159

Normalizing factor at 1 Hz: A = -0.314

Sensor Sensitivity: See Calibration Sheet.

NOTE: The above poles and zeros apply to the vertical and the horizontal sensors and are given in units of Hz. To convert to Radian/sec multiply each pole or zero with 2π. The normalizing factor A should also be recalculated.

CMG-40T CALIBRATION SHEET

WORKS ORDER:	6166	DATE:	09-Feb-2011
SERIAL NUMBER:	T4F74	TESTED BY:	S. Goddard

	Velocity Output V/m/s (Differential)	Mass Position Output (Acceleration output) V/m/s^2	Feedback Coil Constant Amp/m/s^2
VERTICAL	2 x 793	21	0.00437
NORTH/SOUTH	2 x 798	22	0.00477
EAST/WEST	2 x 798	23	0.00481

Power Consumption: 65mA @ +12V input
Calibration Resistor: 51000

NOTE: A factor of 2 x must be used when the sensor outputs are used differentially (also known as push-pull or balanced output). Under no conditions should the negative outputs be connected to the signal ground. A separate signal ground pin is provided.

FIGURE A.13 – *Données de calibration du capteur GMC-40T – n°T4F74)*

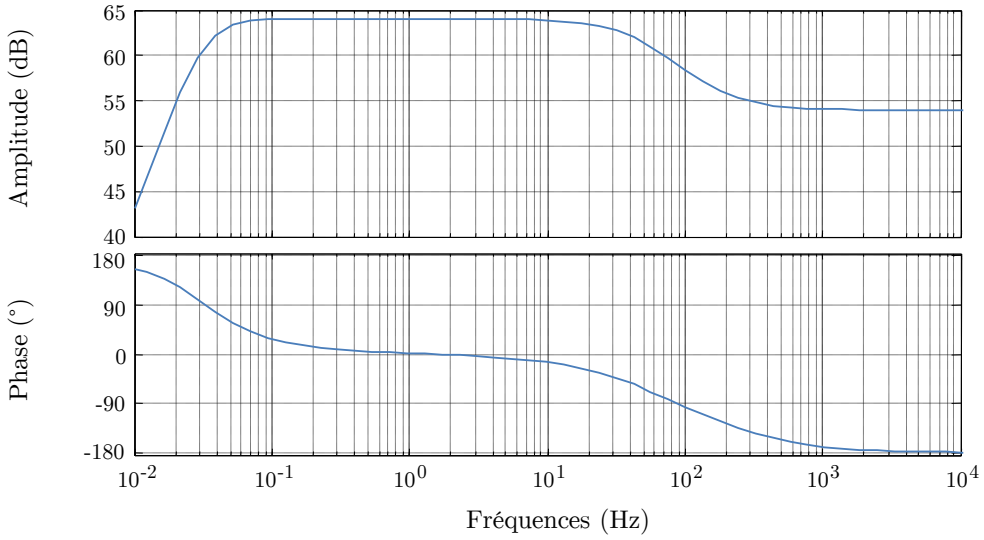


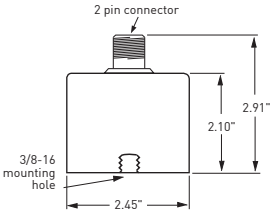
FIGURE A.14 – *Diagramme de Bode d'un Güralp GMC-40T*

A.7 Accéléromètre Wilcoxon 731a

Wilcoxon Research

Model 731A
Ultra-quiet, ultra low frequency, seismic accelerometer

Features
- Ultra high sensitivity
- Ultra low-noise electronics for clear signals at sub micro-g levels
- Low frequency capable
- Low pass filtered to eliminate high frequencies
- Reverse wiring protection



Dynamic

Sensitivity, ±10%, 25°C	10 V/g
Acceleration range	0.5 g peak
Amplitude nonlinearity	1%
Frequency response:	
±10%	0.10 - 300 Hz
±3 dB	0.05 - 500 Hz
Resonance frequency	815 Hz
Transverse sensitivity, max.	1% of axial
Temperature response:	
–10°C	–12%
+65°C	+5%

Electrical

Power requirement:	voltage source	18 - 30 VDC
	current regulating diode	2 - 10 mA
Electrical noise, equiv. g:		
Broadband	2.5 Hz to 25 kHz	0.5 µg
Spectral	2 Hz	0.03 µg/√Hz
	10 Hz	0.01 µg/√Hz
	100 Hz	0.004 µg/√Hz
Output impedance, max.		100Ω
Bias output voltage		9 VDC
Grounding		case isolated

Environmental

Temperature range	–10 to 65°C
Vibration limit	10 g peak
Shock limit	fragile
Electromagnetic sensitivity @ 60 Hz	20 µg/gauss
Sealing	hermetic
Base strain sensitivity	0.0001 g/µstrain

Physical

Sensing element design	PZT ceramic / flexure
Weight	775 grams
Case material	316L stainless steel
Mounting	3/8 - 16 tapped hole
Output connector	2 pin, MIL-C-5015 style
Mating connector	R6 type
Recommended cabling	J9 / J9T2A

Connector pin	Function
Shell	ground
A	power/ signal
B	common

Note: Special handling required due to sensitivity, wooden protective case included
Accessories supplied: SF7 mounting stud; calibration data (level 3)
Options: Power unit/amplifier P31

Wilcoxon Research Inc
20511 Seneca Meadows Parkway
Germantown, MD 20876
USA

Tel: 301 330 8811
Fax: 301 330 8873
Email: wilcoxon@meggitt.com

www.meggitt.com

MEGGITT
smart engineering for extreme environments

98078 Rev.C.4 8/09

Due to continued research and product development, Wilcoxon Research reserves the right to amend this specification without notice.

FIGURE A.15 – *Technical Data Sheet Wilcoxon 731a (Version de l'accéléromètre utilisée dans ces travaux)*

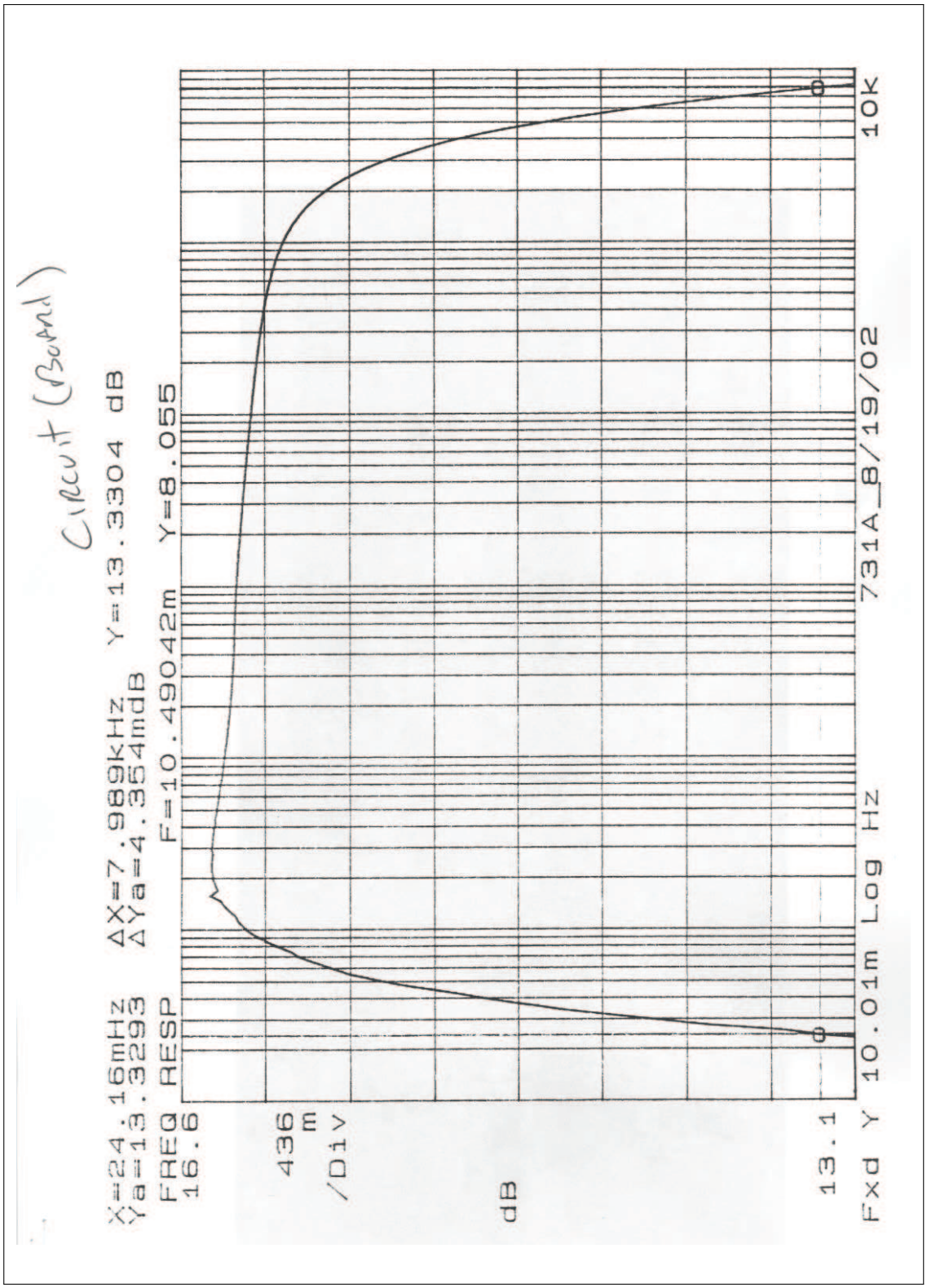


FIGURE A.16 – *Caractérisation électronique Wilcoxon 731a + Amplificateur P31 (Document constructeur)*

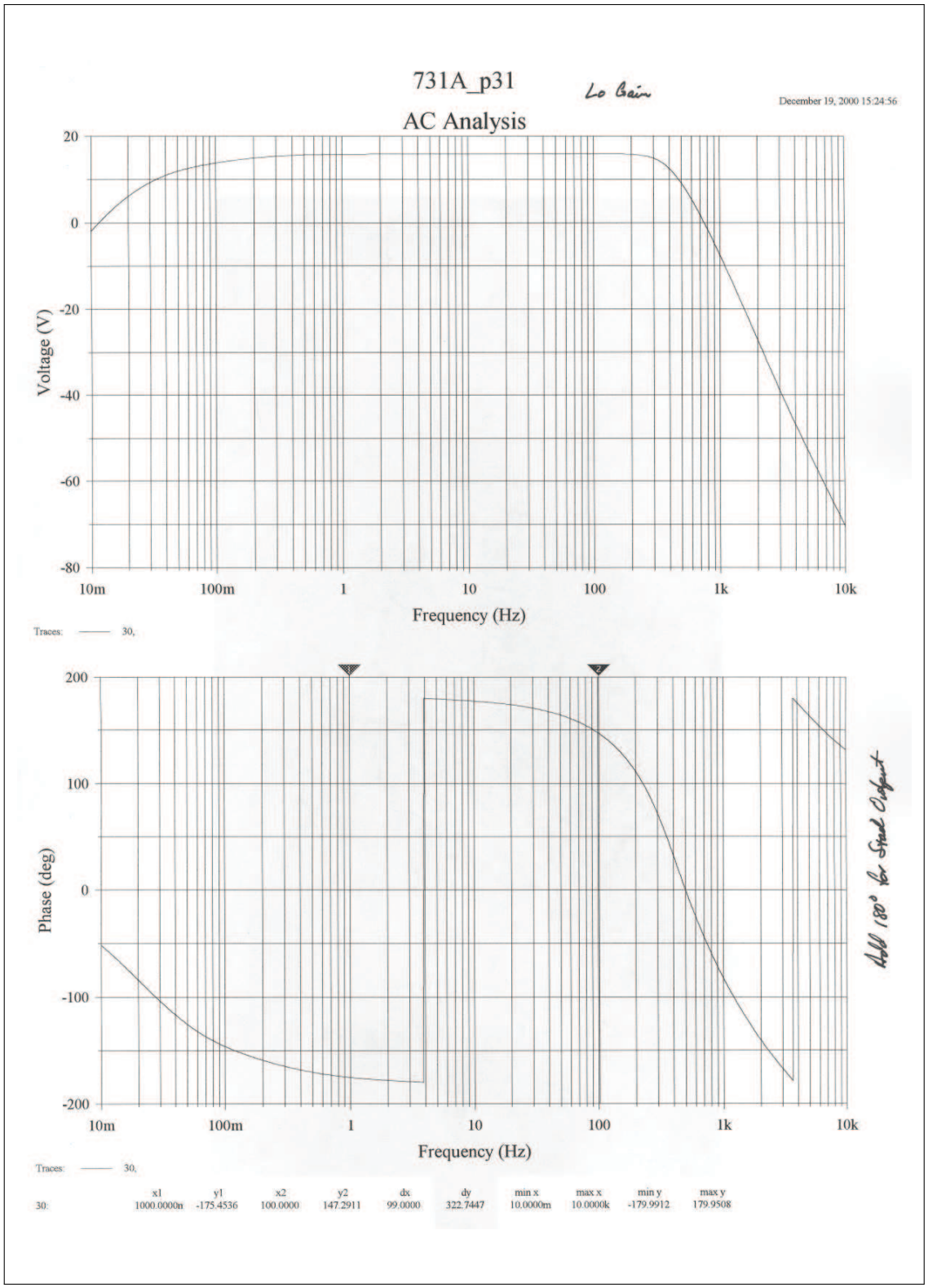


FIGURE A.17 – *Bode Diagramme Wilcoxon 731a + Amplificateur P31 (Document constructeur)*

A.8 Amplificateur/filtre d'instrumentation Krohn-Hite 3384

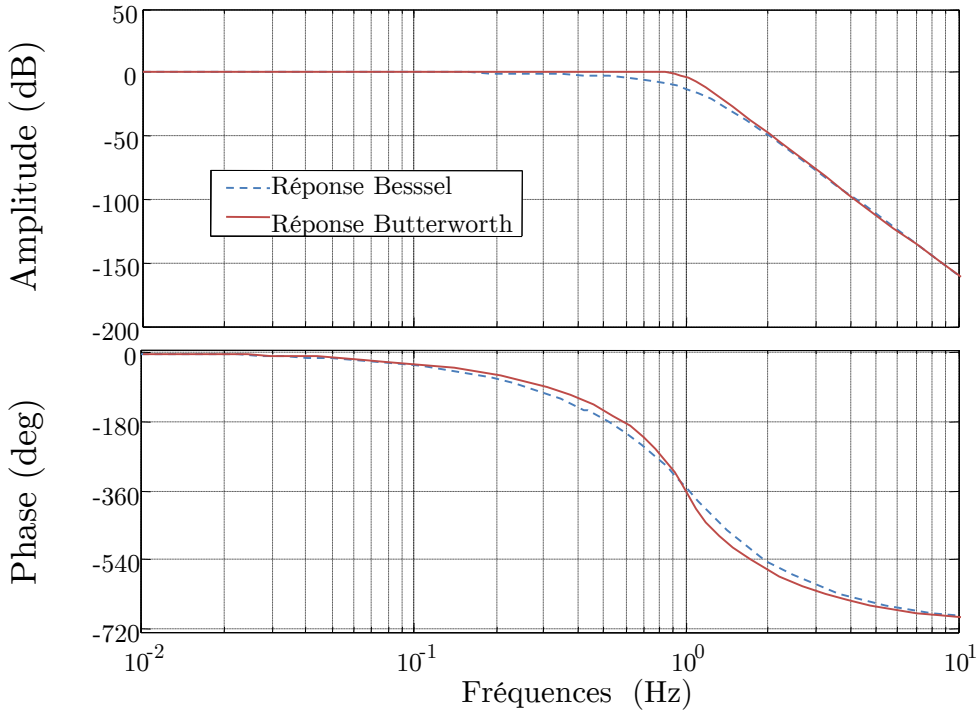


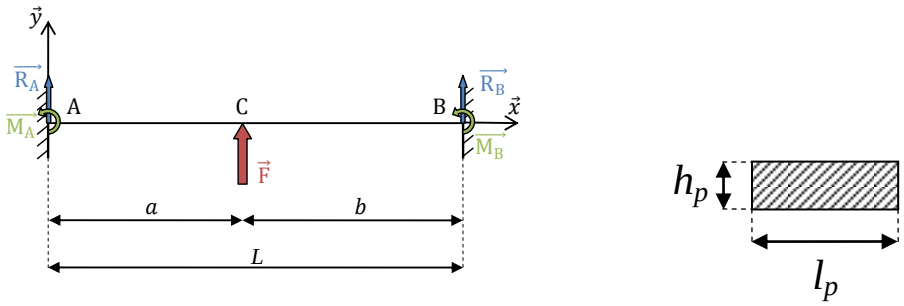
FIGURE A.18 – *Réponse normalisée sur la fréquence de filtres du 8ème ordre*

B

DIMENSIONNEMENT DES POUTRES BI-ENCASTRÉES DU MICROPOS

B.1 R.D.M.

B.1.1 Hypothèses



(a) Schéma d'une poutre bi-encastrée avec un chargement ponctuel

(b) Schéma de la section de la poutre

FIGURE B.1 – *Représentation des géométries du problème*

On considère :

- une *poutre* [1] bi-encastrée, avec un chargement ponctuel, telle que représentée sur la figure B.1.
- une sollicitation en flexion simple [2].

1. Théorie d'Euler-Bernoulli – Particulièrement, on vérifiera que les dimensions de la section sont inférieures à $10 \times L$.
2. On néglige l'énergie de déformation due à l'effort tranchant face à celle due au moment de flexion – poutre « mince », pour une section rectangulaire l'épaisseur est inférieure à la largeur : $h_p < l_p$ (cf. figure B.1(b))

B.1.2 Expression des actions extérieures – Statique

Le problème, plan, conduit à deux équations : l'équilibre des efforts extérieurs suivant $\vec{y}$ et des moments suivant $\vec{z}$.

$$\text{Efforts suivant } \vec{y} : \quad R_A + R_B + F = 0 \tag{B.1}$$
$$\text{Moments suivant } \vec{z} : \quad M_A + M_B + R_B \cdot L + F \cdot a = 0 \tag{B.2}$$

B.1.3 Expression des efforts intérieurs

Sur [AC] – Méthode d'équilibre *:*

$$M_{f_{AC}}(x) = -M_A + R_A \cdot x \tag{B.3}$$

Sur [CB] – Méthode de réduction *:*

$$M_{f_{CB}}(x) = M_B + R_B \cdot (L - x) \tag{B.4}$$

B.1.4 Équation de la déformation

On note E le module d'Young du matériau et I_{Gz} le moment quadratique par rapport à $\vec{z}$. Avec la géométrie de section définie sur la figure B.1(b) page précédente, on a : $I_{Gz} = \frac{l_p {h_p}^3}{12}$.

Sur [AC] :

$$E \cdot I_{Gz} \cdot v''(x) = M_{f_{AC}}(x)$$
$$E \cdot I_{Gz} \cdot v''(x) = -M_A + R_A \cdot x \tag{B.5a}$$
$$E \cdot I_{Gz} \cdot v'(x) = -M_A \cdot x + \frac{1}{2} \cdot R_A \cdot x^2 \tag{B.5b}$$
$$E \cdot I_{Gz} \cdot v(x) = \frac{1}{6} \cdot R_A \cdot x^3 - \frac{1}{2} \cdot M_A \cdot x^2 \tag{B.5c}$$

Les constantes d'intégrations pour les équations (B.5b) et (B.5c) sont définies par les conditions aux limites en $x = 0$: $v'(0) = 0$ et $v(0) = 0$.

Sur [CB] :

$$E \cdot I_{Gz} \cdot v''(x) = M_{f_{CB}}(x)$$
$$E \cdot I_{Gz} \cdot v''(x) = M_B + R_B \cdot (L - x) \tag{B.6a}$$
$$E \cdot I_{Gz} \cdot v'(x) = M_B \cdot (x - L) + R_B \cdot \left(\frac{-x^2}{2} + L \cdot x - \frac{L^2}{2} \right) \tag{B.6b}$$
$$E \cdot I_{Gz} \cdot v(x) = M_B \cdot \left(\frac{x^2}{2} - L \cdot x + \frac{L^2}{2} \right) + R_B \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{-x^3}{3} + L \cdot x^2 - L^2 \cdot x + \frac{L^3}{3} \right) \tag{B.6c}$$

Les constantes d'intégrations pour les équations (B.6b) et (B.6c) sont définies par les conditions aux limites en $x = L$: $v'(L) = 0$ et $v(L) = 0$.

B.1.5 Résolution — Résultats

Expression de R_A, R_B, M_A, M_B

On exprime la continuité de la déformation et de sa dérivé au point C (en x=a) soit :

$$-M_A \cdot a + \frac{1}{2} \cdot R_A \cdot a^2 = M_B \cdot (a - L) + R_B \cdot \left(\frac{-a^2}{2} + L \cdot a - \frac{L^2}{2} \right) \tag{B.7}$$

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} \cdot M_A \cdot a^2 + \frac{1}{6} \cdot R_A \cdot a^3 = & M_B \cdot \left(\frac{a^2}{2} - L \cdot a + \frac{L^2}{2} \right) + \\ & + R_B \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{-a^3}{3} + L \cdot a^2 - L^2 \cdot a + \frac{L^3}{3} \right) \end{aligned} \tag{B.8}$$

On résout alors le système formé par les équations (B.1), (B.2), (B.7) et (B.8) :

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & L & 1 & 1 \\ \frac{a^2}{2} & \frac{(L-a)^2}{2} & -a & (L-a) \\ \frac{a^3}{6} & \left(\frac{a^3}{6} - \frac{L \cdot a^2}{2} + \frac{L^2 \cdot a}{2} - \frac{L^3}{6} \right) & -\frac{a^2}{2} & -\frac{(L-a)^2}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} R_A \\ R_B \\ M_A \\ M_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -F \\ -F \cdot a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{B.9}$$

$$\begin{aligned} R_A &= -\frac{F(-3a^2L + 2a^3 + L^3)}{L^3} &&= -\frac{Fb^2(L+2a)}{L^3} \\ R_B &= \frac{Fa^2(-3L + 2a)}{L^3} &&= -\frac{Fa^2(L+2b)}{L^3} \\ M_A &= -\frac{Fa(L-a)^2}{L^2} &&= -\frac{Fab^2}{L^2} \\ M_B &= \frac{Fa^2(L-a)}{L^2} &&= \frac{Fa^2b}{L^2} \end{aligned}$$

Cas particulier, chargement au centre de la poutre ($a = b = \frac{L}{2}$)

Équation de la déformée :

- Sur [AC] *(cf. courbe bleue sur la figure B.2 page suivante)*

$$v(x) = \frac{F}{48EI_{Gz}}(-4x^3 + 3Lx^2)$$

- Sur [CB] *(cf. courbe rouge sur la figure B.2 page suivante)*

$$v(x) = \frac{F}{48EI_{Gz}}(4x^3 - 9Lx^2 + 6L^2x - L^3)$$

Expression de la flèche maximale :

$$v(x = \frac{L}{2}) = \frac{FL^3}{192EI_{Gz}} = \frac{FL^3}{16El_p{h_p}^3} \tag{B.10}$$

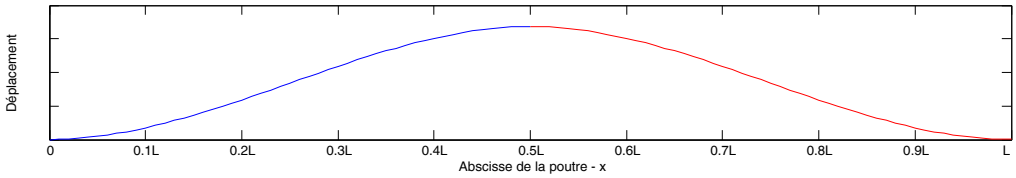


FIGURE B.2 – *Allure de la déformée – cas de chargement au centre de la poutre*

B.1.6 Critère de limite élastique

On souhaite vérifier que la poutre reste dans le domaine élastique lors des déformations pour cela on utilise un critère de limite élastique.

B.1.6.a État de contrainte

On considère que la poutre est chargée en son centre ($a = b = \frac{L}{2}$). On obtient alors les expressions du moment fléchissant (M_f) et de l'effort tranchant (T) suivantes :

$$M_f : \begin{cases} M_{f_{AC}}(x) = & \frac{F}{2}\left(\frac{L}{4} - x\right) \\ M_{f_{CB}}(x) = & \frac{F}{2}\left(\frac{-3}{4}L + x\right) \end{cases}$$
$$T : \begin{cases} T_{AC} = & \frac{F}{2} \\ T_{CB} = & -\frac{F}{2} \end{cases}$$

L'état de contraintes dans une poutre en flexion simple est donné par la matrice suivante :

$$\overline{\overline{\boldsymbol{\sigma}}} = \begin{pmatrix} \sigma_x & \tau & 0 \\ \tau & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}_{(\vec{x},\vec{y},\vec{z})}$$

avec :

$$\sigma_x(y) = -\frac{M_f \cdot y}{I_{Gz}} \tag{B.11a}$$
$$\text{où : } \sigma_{xmax} = -\frac{M_{f(x=L/2)} \cdot h/2}{I_{Gz}} = \frac{3}{4}\frac{FL}{l_p {h_p}^2} \qquad (\text{pour } y = h/2) \tag{B.11b}$$

$$\tau(y) = \frac{T}{2 \cdot I_{Gz}}\left[\left(\frac{h}{2}\right)^2 - y^2\right] \tag{B.12a}$$
$$\text{où : } \tau_{max} = \frac{3}{4}\frac{F}{l_p h_p} \qquad (\text{pour } y = 0) \tag{B.12b}$$
$$\text{et } \tau_{moy} = \frac{1}{2}\frac{F}{l_p h_p} \tag{B.12c}$$

On exprime alors cette matrice $\overline{\overline{\boldsymbol{\sigma}}}$ dans la base $(\vec{i}, \vec{j}, \vec{k})$ des contraintes principales (σ_I, σ_{II} et σ_{III}).

Les contraintes principales sont solutions de :

$$\begin{aligned}\det(\overline{\overline{\boldsymbol{\sigma}}} - \lambda\mathbb{I}) = 0 \\ \Rightarrow & \lambda(-\lambda^2 + \lambda \cdot \sigma_x + \tau^2) = 0 \\ \Rightarrow & \begin{cases} \lambda_{ii} = 0 \\ \lambda_{i,iii} = \frac{\sigma_x \pm \sqrt{{\sigma_x}^2 + 4\tau^2}}{2} \end{cases}\end{aligned}$$

donc :

$$\overline{\overline{\sigma}} = \begin{pmatrix} \sigma_I & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{II} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{III} \end{pmatrix}_{(\vec{i},\vec{j},\vec{k})} \quad \text{avec :} \begin{cases} \sigma_I = \frac{\sigma_x + \sqrt{{\sigma_x}^2 + 4\tau^2}}{2} \\ \sigma_{II} = 0 \\ \sigma_{III} = \frac{\sigma_x - \sqrt{{\sigma_x}^2 + 4\tau^2}}{2} \end{cases}$$

B.1.6.b Critère de von Mises

Le critère de von Mises, s'applique aux matériaux ductiles et s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned}&\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(\sigma_I - \sigma_{II})^2 + (\sigma_{II} - \sigma_{III})^2 + (\sigma_{III} - \sigma_I)^2} \leq R_e \\ \Rightarrow & \sqrt{{\sigma_x}^2 + 3\tau^2} \leq R_e \end{aligned} \tag{B.13}$$

où R_e désigne la limite élastique.

B.2 Validation du dimensionnement par la méthode des éléments finies

Cette section présente une partie des résultats obtenus en ce qui concerne la validation du dimensionnement des poutres du MicroPos avec la méthode des éléments finis.

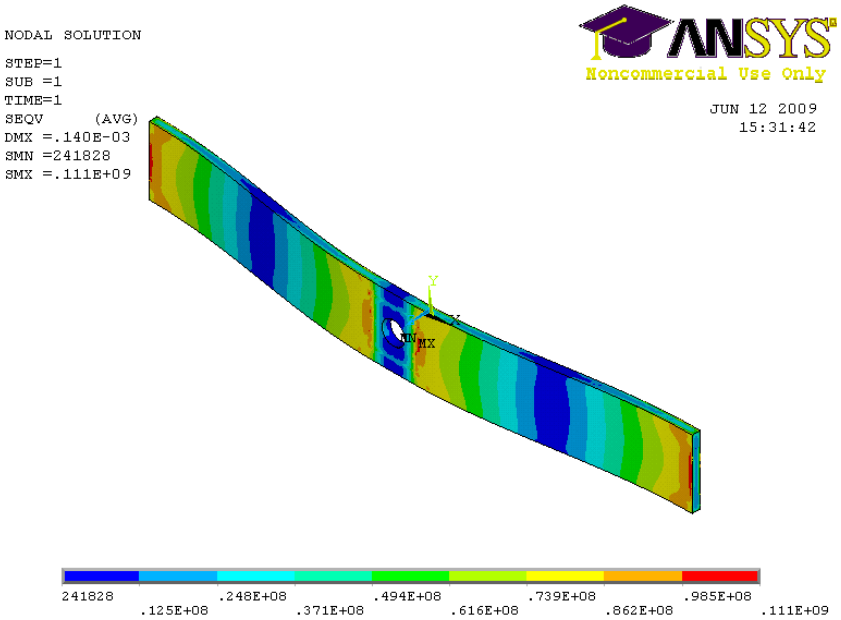
Le modèle a été réalisé à l'aide du logiciel ANSYS. Sur ce modèle, on impose un déplacement sur la surface de la poutre en contact avec l'APA, et deux encastrements parfaits. Deux cas pour chaque poutre ont été pris en compte, ces deux cas représentant les deux cas extrêmes de la géométrie de l'application du chargement. :

a – la surface de l'APA est alignée avec les bords de la poutre ;

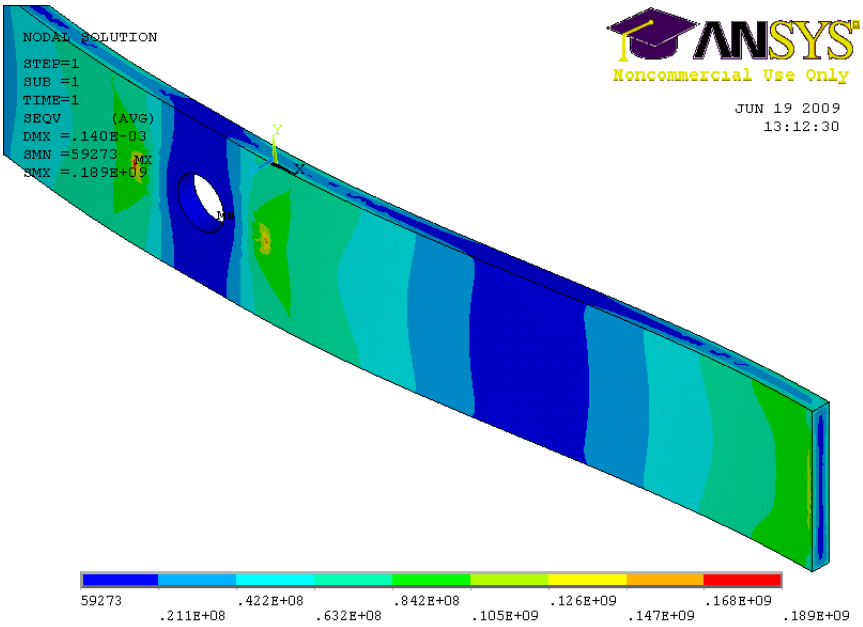
b – la surface de l'APA est tournée de 45° par rapport au cas précédent (cf. figure 2.7(b) page 22).

Pour la poutre 1 un déplacement de 140 μma été imposé, le double pour la poutre 2. Ces valeurs ont été définies en fonction des caractéristiques maximums de l'APA100M (cf. Annexe A.1 page 114).

Les figure B.3 page suivante et B.4 page 138 présentent les résultats obtenues en termes de contraintes équivalentes et de déformées respectivement pour les poutres 1 et 2.

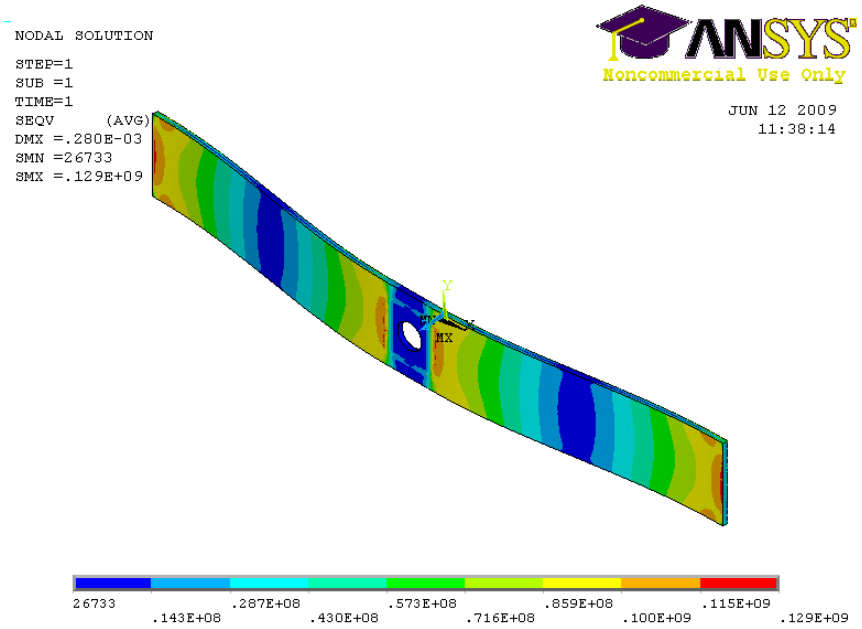


(a) APA et poutre 1 alignés

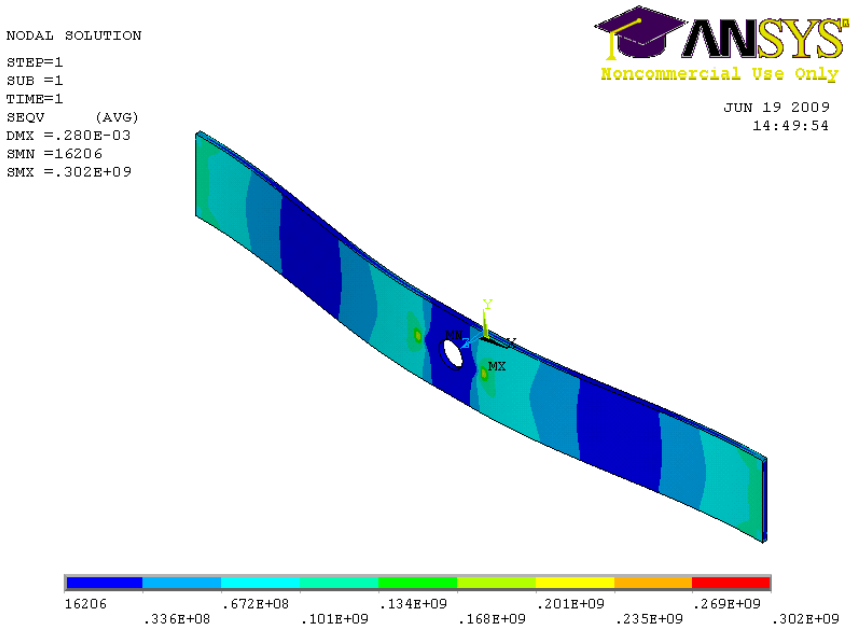


(b) APA et poutre 1 orientés à 45°

FIGURE B.3 – *Représentations des contraintes au sens de von-Mises sur la déformée de la poutre 1*



(a) APA et poutre 2 alignés



(b) APA et poutre 2 orientés à 45°

FIGURE B.4 – *Représentations des contraintes au sens de von-Mises sur la déformée de la poutre 2*

B.3 Vibration transversale d'une poutre

L'équation qui régit les vibrations transverses d'une poutre en régime libre est de la forme :

$$\frac{\partial^4 v(x,t)}{\partial x^4} + \frac{\rho S}{EI_{Gz}} \cdot \frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial t^2} = 0 \tag{B.14}$$

Séparation des variables : Pour résoudre l'équation (B.14), on admet que la déformée est le produit de la composante spatiale par celui de la composante temporelle et sont indépendantes l'une de l'autre.

$$v(x,t) = f(t) \cdot \Phi(x)$$

L'équation (B.14) devient :

$$\Phi^{(4)}(x) \cdot f(t) + \frac{\rho S}{EI_{Gz}} \cdot \Phi(x) \cdot f''(t) = 0 \tag{B.15}$$

d'où :

$$\begin{aligned} \frac{f''(t)}{f(t)} &= -\frac{EI_{Gz}}{\rho S} \cdot \frac{\Phi^{(4)}(x)}{\Phi(x)} = -\omega^2 \\ \text{avec :} \quad f(t) &= A \cdot \sin(\omega t) + B \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \tag{B.16}$$

Les variables A et B de la solution temporelle sont déterminées par les conditions initiales.

B.3.1 Solution spatiale

La solution spatiale est solution de l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \Phi^{(4)}(x) - \frac{\omega^2}{K^4} \cdot \Phi(x) &= 0 \\ \text{avec :} \quad \left\{ K^4 = \frac{EI_{Gz}}{\rho S} \right. \end{aligned} \tag{B.17}$$

Soit r la solution de l'équation suivante :

$$\begin{aligned} r^4 - \frac{\omega^2}{K^4} &= 0 \\ \Rightarrow r^2 &= \pm \frac{\omega}{K^2} \\ \rightarrow r_{1,2} &= \pm \sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \\ \rightarrow r_{3,4} &= \pm \mathrm{i} \sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \end{aligned}$$

On suppose alors une solution de l'équation (B.17) de la forme :

$$\Phi(x) = \alpha \cdot \mathrm{e}^{r_i \cdot x}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \Phi(x) =& \eta \cdot \mathrm{e}^{\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x} + \mu \cdot \mathrm{e}^{-\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x} + \nu \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{i}\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x} + \xi \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x} \\ \Phi(x) =& C \cdot \cos\left(\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x\right) + D \cdot \sin\left(\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x\right) \\ & + E \cdot \cosh\left(\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x\right) + F \cdot \cos\left(\sqrt{\frac{\omega}{K^2}} \cdot x\right) \end{aligned} \tag{B.18}$$

B.3.2 Prise en compte des conditions limites — Calcul des coefficients

On pose $\lambda = \sqrt{\frac{\omega}{K^2}}$, l'équation de la déformée s'écrit alors :

$$v(x,t) = \big(A \cdot \sin(\omega t) + B \cdot \cos(\omega t)\big) \cdot \big(C \cdot \cos(\lambda x) + D \cdot \sin(\lambda x) + E \cdot \cosh(\lambda x) + F \cdot \sinh(\lambda x)\big) \tag{B.19}$$

Les conditions limites d'une poutre bi-encastrée s'expriment ainsi :

$$v(0,t) = 0 \qquad v(L,t) = 0$$
$$\frac{\partial v(0,t)}{\partial x} = 0 \qquad \frac{\partial v(L,t)}{\partial x} = 0$$

On a :

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = f(t) \cdot \big(- C \cdot \lambda \cdot \cos(\lambda x) + D \cdot \lambda \cdot \sin(\lambda x) + E \cdot \lambda \cdot \cosh(\lambda x) + F \cdot \lambda \cdot \sinh(\lambda x)\big)$$

$$\begin{aligned} & v(0,t) = 0 \\ \Rightarrow & C + E = 0 \end{aligned} \tag{B.20a}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial v(0,t)}{\partial x} = 0 \\ \Rightarrow & D + F = 0 \end{aligned} \tag{B.20b}$$

$$\begin{aligned} & v(L,t) = 0 \\ \Rightarrow & C \cdot \cos(\lambda L) + D \cdot \sin(\lambda L) + E \cdot \cosh(\lambda L) + F \cdot \sinh(\lambda L) = 0 \end{aligned} \tag{B.20c}$$

avec (B.20a) et (B.20b) : $C \cdot \big(\cos(\lambda L) - \cosh(\lambda L)\big) + D \cdot \big(\sin(\lambda L) - \sinh(\lambda L)\big) = 0$ (B.20c)

$$\begin{aligned} & \frac{\partial v(L,t)}{\partial x} = 0 \\ \Rightarrow & - C \cdot \sin(\lambda L) + D \cdot \cos(\lambda L) + E \cdot \sinh(\lambda L) + F \cdot \cosh(\lambda L) = 0 \end{aligned} \tag{B.20d}$$

avec (B.20a) et (B.20b) : $- C \cdot \big(\sin(\lambda L) + \sinh(\lambda L)\big) + D \cdot \big(\cos(\lambda L) - \cosh(\lambda L)\big) = 0$ (B.20d)

On réécrit le système formé par les équations (B.20c) et (B.20d) :

$$\begin{bmatrix} \cos(\lambda L) - \cosh(\lambda L) & \sin(\lambda L) - \sinh(\lambda L) \\ -\sin(\lambda L) - \sinh(\lambda L) & \cos(\lambda L) - \cosh(\lambda L) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{B.21}$$

Il existe une solution triviale $C = D = 0$, les autres solutions sont données par :

$$\begin{aligned} & \det \begin{bmatrix} \cos(\lambda L) - \cosh(\lambda L) & \sin(\lambda L) - \sinh(\lambda L) \\ -\sin(\lambda L) - \sinh(\lambda L) & \cos(\lambda L) - \cosh(\lambda L) \end{bmatrix} = 0 \\ \Rightarrow & - 2 \cdot \cos(\lambda L) \times \cosh(\lambda L) + 2 = 0 \end{aligned} \tag{B.22}$$

Pour résoudre l'équation, on pose $X = \lambda L$.

$$-2 \cdot \cos(X) \times \cosh(X) + 2 = 0 \tag{B.22}$$

La recherche de solution se fait numériquement, ici un algorithme de recherche de solutions par dichotomie a été réalisée sous Matlab. On ne présente que les 4 premières solutions :

$$\begin{aligned} X_1 &= 4,7301 \\ X_2 &= 7,8532 \\ X_3 &= 10,9956 \\ X_4 &= 14,1372 \end{aligned}$$

B.3.3 Expression des fréquences propres

on a :

$$\begin{aligned} X_n =& \lambda_n L \\ \Rightarrow \qquad \omega_n =& {X_n}^2 \cdot \sqrt{\frac{K^4}{L^4}} && \text{(B.23)} \\ =& \frac{{X_n}^2}{L^2} \sqrt{\frac{EI_{Gz}}{\rho S}} && \text{(B.24)} \end{aligned}$$

Table des matières

STABILISATION ET POSITIONNEMENT ACTIFS PRÉCIS DE MODULES MÉCANIQUES

Résumé :

Cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'étude de la stabilisation de modules d'un futur collisionneur linéaire, CLIC (Compact Linear Collider). Afin d'assurer le fonctionnement et la collision des particules dans ce futur grand instrument de physique, il faut garantir l'alignement de modules guidant des faisceaux de dimensions nanométriques. Les travaux développés ont pour support expérimental deux dispositifs : un dispositif de micropositionnement, avec une résolution inférieur au 1 μm, où les perturbations peuvent être simulées et un prototype de nanostabilisation active pour charges importantes (>50kg @300 Hz), avec une résolution validée expérimentalement inférieur à 0,15 nm, permettant de démontrer la faisabilité du contrôle de la stabilisation subnanométrique en s'intéressant particulièrement au rejet des mouvements du sol.

Les problématiques traitées lors de ces travaux portent sur la méthodologie de réalisation de tels systèmes. Ceci intègre la conception électromécanique et l'instrumentation, la mise en œuvre et la modélisation du comportement des prototypes, le contrôle avec notamment les aspects de non linéarité des actionneurs.

Les performances obtenues de ces différents travaux et validées expérimentalement incluent notamment les points suivants : la bande passante de fonctionnement pour du micro-positionnement à l'aide d'actionneurs piézoélectriques a été augmentée grâce à la compensation d'hystérésis : Rejet de perturbation issue du support jusqu'à 100 Hz et positionnement jusqu'à 190 Hz. Il a été démontré la faisabilité du contrôle à l'aide de capteurs sismiques. L'isolation active réalisée présente une atténuation des nano-mouvement du sol dans une bande passante comprise entre 12 et 100 Hz. Expérimentalement, cela conduit à une réduction des mouvements du sol de 0,6 nm [rms] à 0,2 nm [rms] à 50 Hz et de 3,7 nm [rms] à 0,9 nm [rms] à 20 Hz.

Mots clefs :

Isolation active de vibration, Nanomètre, Conception électromécanique, Instrumentation

---

PRECISE ACTIVE POSITIONING AND STABILIZATION OF MECHANICAL MODULES

Summary :

This thesis takes place in the framework of a general study about the stabilization of the mechanical modules of a future linear collider, CLIC (Compact Linear Collider). In order to guarantee the good operation and the particle collision, the nanometer sized beams need to be stabilized. The proposed approach was developed on two mock-ups : one dedicated to micropositioning with disturbances generation capabilities, and an active isolation system operating heavy load (up to 50 kg at 300 Hz) at the nanometer scale with an experimentally validated resolution of 0.15 nm.

This work studies the electromechanical design and the instrumentation, the implementation of the two set-ups and their modeling, ; the control scheme that takes into account the nonlinearities of the actuators.

The experimental achievements include the increase of the bandwidth for piezoelectric micropositioning thanks to an inverse hysteresis operator : the perturbation rejection is efficient until 100 Hz and the tracking control until 190 Hz. A control scheme using seismic sensors is developed to attenuate ground motion and to isolate a platform in a 12 Hz to 100 Hz frequency range. The experimental displacement is reduced from 0.6 nm to 0.25 nm at 50 Hz and from 3.7 nm to 0.9 nm at 20 Hz.

Keywords :

Active vibration isolation, Nanometer, Electromechanical design, Instrumentation